

ISSN 0033 7668
RADIO PLANS
ELECTRONIQUE Loisirs
N° 443 Octobre 1984
13 f
Amélioration des transitoires couleur d'un téléviseur
SYSTELA, alimentation portable 0 - 40 V à découpage (Fin)
Dessin assisté par ordinateur (Spectrum)
Télévision par satellite TDF 1 / CORONET
une bataille de satellites dans le ciel
Booster BF 10 Watts
T 2438 - 443 - 13,00 F
Belgique: 97 FB - Suisse: 4 FS - Canada $: 2 - Espagne: 220 Pesetas - Tunisie: 1,38 Dinar
GAIN
KODAK SAFETY FILM 5018

RADIO PLANS
ELECTRONIQUE Loisirs

Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F. Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris. Direction-Rédaction-Administration-Ventes : 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19 - Tél. : 200.33.05.

Président-Directeur Général
Directeur de la Publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Rédacteur en chef
Christian DUCHEMIN

Rédacteur en chef adjoint
Claude DUCROS

Courrier des lecteurs
Paulette GROZA

Publicité : Société auxiliaire de publicité, 70, rue Compans, 75019 Paris. Tél. : 200.33.05 C.C.P. 37-93-60 Paris.
Chef de publicité : **Mlle A. DEVAUTOUR**
Assistante : **E. LAUVERGEAT**
Service promotions : **S. GROS**
Direction des ventes : **J. PETAUTON**

Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
France : 1 an **112 F** - Étranger : 1 an **205 F** (12 numéros).

Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2 F en timbres.
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

OJD DIFFUSION PUBLICITÉ 1983

Ce numéro a été tiré à 93900 exemplaires

Dépôt légal octobre 1984 - Editeur 1241 - Mensuel paraissant en fin de mois. Distribué par S.A.E.M. Transport-Presse. Composition COMPOGRAPHIA - Imprimeries SNIL Aulnay-sous-Bois et REG Torcy.

COTATION DES MONTAGES

Les réalisations pratiques sont munies, en haut de la première page, d'un cartouche donnant des renseignements sur le montage et dont voici le code :

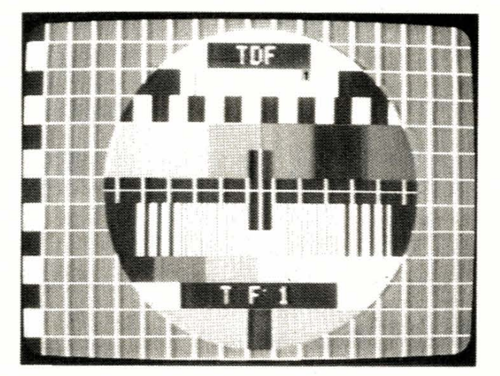
temps :
- Moins de 2 h de câblage
- Entre 2 h et 4 h de câblage
- Entre 4 h et 8 h de cablage
- Plus de 8h

difficulté :
- Montage à la portée d'un amateur sans expérience particulière
- Mise au point nécessitant un matériel de mesure minimum (alim., contrôleur)
- Montage nécessitant des soins attentifs et un matériel de mesure minimum
- Une excellente connaissance de l'électronique est nécessaire ainsi qu'un matériel de mesure évolué (scope, géné BF, contrôleur, etc.)

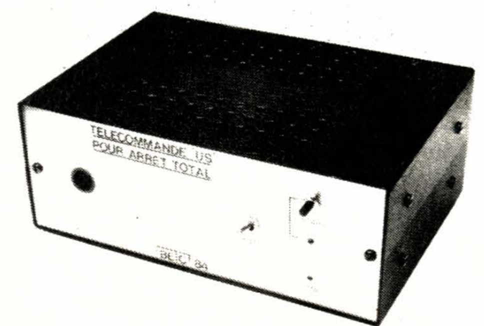
dépense :
- $ Prix de revient inférieur à 200 F
- $$ Prix de revient compris entre 200 F et 400 F
- $$$ Prix de revient compris entre 400 F et 800 F
- $$$$ Prix de revient supérieur à 800 F

SOMMAIRE
N° 443 OCTOBRE 1984

Réalisation

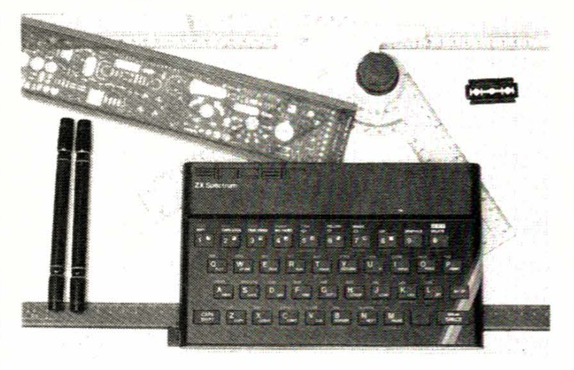






Technique

Micro-Informatique



Divers

Ont participé à ce numéro: M. Barthou, C. Basso, J. Ceccaldi, F. de Dieuleveult, P. Gueulle, M.-A. de Jacquelot, F. Jongbloët, . de Mausy, S. Nueffer, M. Rateau, J. Sabourin, R. Scherer.


devenez
detective
En 6 mois, l'ECOLE INTERNATIONALE DE DETECTIVES-EXPERTS (organisme privé d'enseignement à distance) vous prépare à cette brillante carrière.
L'E.I.D.E. est la plus importante et la plus ancienne école de détectives fondée en 1937.
Formation complète pour détectives privés. Certificat de scolarité en fin d'études. Possibilités de stages dans un bureau ou une agence de détectives.
Gagnez largement votre vie par une situation BIEN A VOUS. N'HESITEZ PAS.
Demandez notre brochure gratuite n° F22 à :
E.I.D.E., 11 Fbg Poissonnière 75009 Paris
BELGIQUE : 13, Bd Frère-Orban 4000 Liège
SOGEX
BON pour recevoir votre brochure gratuite :
F22
NOM
PRENOM
ADRESSE
CODE POSTAL
VILLE


CP/M-MS/DOS-UNIX
vient de paraître
P. JOUVELOT D. LE CONTE DES FLORIS
SYSTEME D'EXPLOITATION ET LOGICIEL DE BASE DES MICRO-ORDINATEURS
MICRO SYSTEMES
ETSF
prix : 96 F port compris
Commande et règlement à l'ordre de la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10



temps :

difficulté :

dépense :

2× 10 W Amplificateur BF stéréo

Le marché des auto-radios s'est considérablement développé et les caractéristiques de ces appareils n'ont cessé de s'améliorer. Pour procurer à l'utilisateur un confort d'écoute satisfaisant les fabricants de circuits intégrés ont étudié des amplificateurs BF de plus en plus puissants.

Les progrès techniques ont ainsi permis une augmentation de la puissance dissipée par les chips qui est accompagnée d'une réduction du taux de distorsion et d'une meilleure protection contre tous les maux dont ces composants étaient les victimes à leurs débuts.

Le TDA 2004 est l'un des produits issus de la recherche précitée. Il s'agit d'un double amplificateur BF en boîtier multiwatt qui délivre allègrement 10 W sur 2 Ω et sur chaque voie. Il est protégé à la fois contre les court-circuit en sortie, l'embalement thermique, les surtensions, les inversions de polarité, les charges trop selfiques et pour terminer contre l'absence de charge en sortie. Electriquement parlant il est quasiment indestructible.

Certes 20 W dans le volume restreint qu'offre un véhicule peut sembler insupportable mais qui peut le plus peut le moins et si l'industrie automobile a fait des progrès en matière d'insonorisation, certains véhicules sont restés bruyants à vitesse soutenue. C'est le cas des poids lourds par exemple dont le niveau sonore est supérieur à celui des véhicules particuliers. D'autre part il n'est pas interdit d'utiliser cet ampli pour toute autre application que celle de complément à un auto-radio déficient.

Schéma de principe

Le montage que nous vous proposons est directement issu de la note d'applications du TDA 2004. IL permet en particulier de disposer de 2 fois 10 W sur une charge de 2 Ω à condition toutefois de lui appliquer un signal de niveau suffisant, signal que l'on pourra par exemple prélever aux bornes du potentiomètre de volume d'un auto-radio quelque peu insuffisant du point de vue de la puissance délivrée. Le schéma de la **figure 1** laisse apparaître la configuration stéréophonique du montage puisque les 2 étages sont rigoureusement identiques. Les potentiomètres P_1 et P_2 permettent un réglage de tonalité dont la courbe est visible sur la **figure 2.** Les deux potentiomètres P_3 et P_4 qui peuvent être jumelés ou non agissent sur le niveau du signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur (potentiomètre de volume). P_3, quant à lui, règle la balance entre les deux voies.

Le gain de chaque amplificateur dépend du rapport des résistances R_3, R_4 (R_5 et R_6 pour la 2ᵉ voie). L'alimentation étant asymétrique, le condensateur C_9 (C_{10}) assure la liaison entre la sortie de l'amplificateur et sa charge. Le condensateur C_{11} (C_{12}), assure le « bootstrapping » qui réduit ainsi les défauts du transistor d'attaque de l'étage final. La branche C_7-R_7 (C_8-R_8) outre l'adaptation de l'impédance de sortie de l'ampli à celle du haut-parleur réduit pour sa part les bruits dus aux transitoires de commutation à la mise en marche et à l'arrêt du montage.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé supporte tous les composants, y compris les potentiomètres, qui seront par conséquent

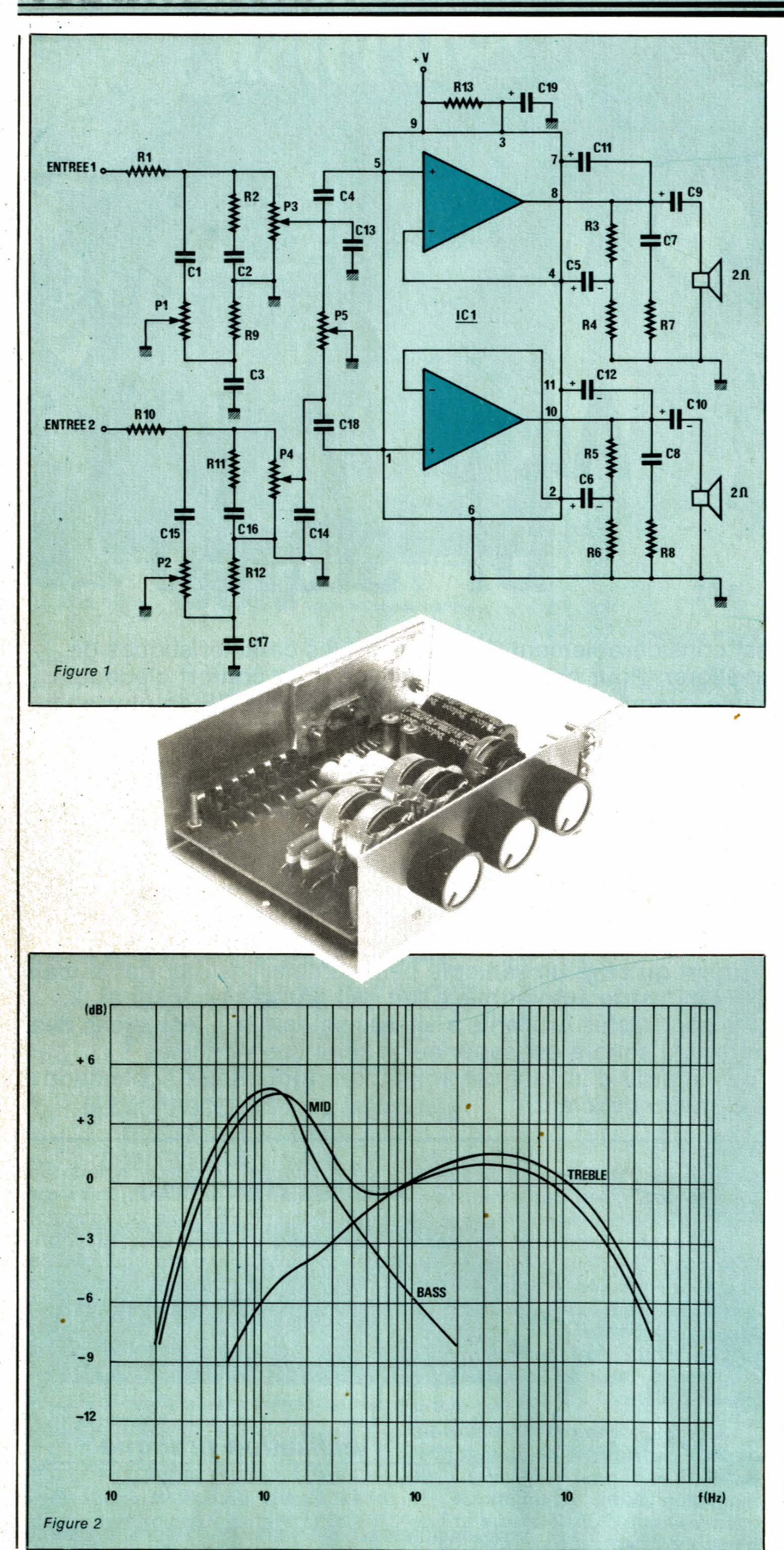


Figure 1

Figure 2

des modèles à picots pour circuit imprimé. Ce circuit est donné à la **figure 3** et l'implantation des composants à la **figure 4.**

Les potentiomètres de tonalité et de volume sont des modèles double à commande unique ce qui évite un tatonnement pénible à chaque réglage. Les liaisons vers le monde extérieur (entrée, sortie, alimentation de l'amplificateur) sont réalisées grâce à une bande de dominos qui évitent la recherche de prises d'un type plus ou moins délicat à trouver dans le commerce.

Mise en coffret

Le modèle que nous avons retenu est un modèle ESM EM 14/05. La face avant a été percée pour permettre le passage des axes de potentiomètre plus un interrupteur marche-arrêt. Le circuit imprimé est fixé à la partie inférieure du boîtier à l'aide de 4 vis et d'écrous formant entretoises. Le radiateur du circuit intégré est fixé à la face arrière en intercalant une lame d'alluminium de 5 mm d'épaisseur qui accroît ainsi localement le pouvoir dissipateur. Pour finir une fenêtre est prévue dans cette même face arrière pour permettre la liaison avec la série de dominos.

Utilisation

Celle-ci est laissée à votre choix. Il convient toutefois de noter qu'il ne faut en aucun cas dépasser 18 V d'alimentation ni utiliser de charge de valeur inférieure à 1,6 Ω.

Si un accrochage se produit lors de l'utilisation, ne pas hésiter à bien découpler l'arrivée de l'alimentation par exemple avec un condensateur chimique de 4 700 µF, 25 volts. Nous souhaitons enfin que ce petit appareil améliore très sensiblement votre confort d'écoute (appréciable dans les embouteillages).

F. Jongbloët

Nomenclature

Résistances 1/4 W 5 %

R_1, R_{10} : 5,6 kΩ
R_2, R_{11} : 47 kΩ
R_9, R_{12} : 27 kΩ
R_{13} : 120 kΩ
R_3, R_5 : 1 kΩ
R_4, R_6 : 33 Ω
R_7, R_8 : 1 Ω

P_1, P_2 : 2 × 100 k
P_3, P_4 : 2 × 100 k
P_5 : 100 kΩ

Condensateurs

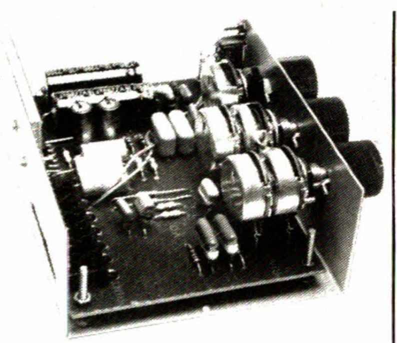
C_1, C_{15} : 47 nF
C_3, C_{17} : 0,15 µF
C_2, C_{16} : 2,2 nF
C_4, C_{18} : 0,22 µF
C_{13}, C_{14} : 22 nF
C_{11}, C_{12} : 100 µF 25 V
C_5, C_6 : 100 µF 25 V
C_7, C_8 : 0,1 µF
C_9, C_{10} : 2200 µF 16 ou 25 V

Divers

1 coffret ESM EM 14/05
1 inter M-A
6 dominos ∅ 2,2 mm

Semi-conducteur IC_1 : TDA 2004





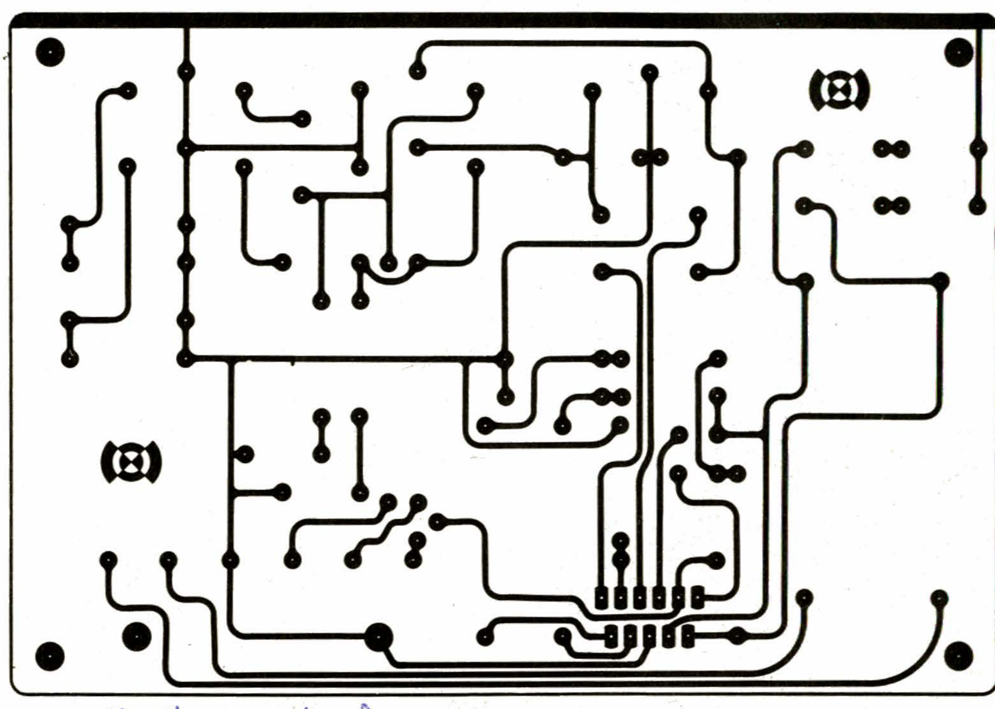


Figure 3

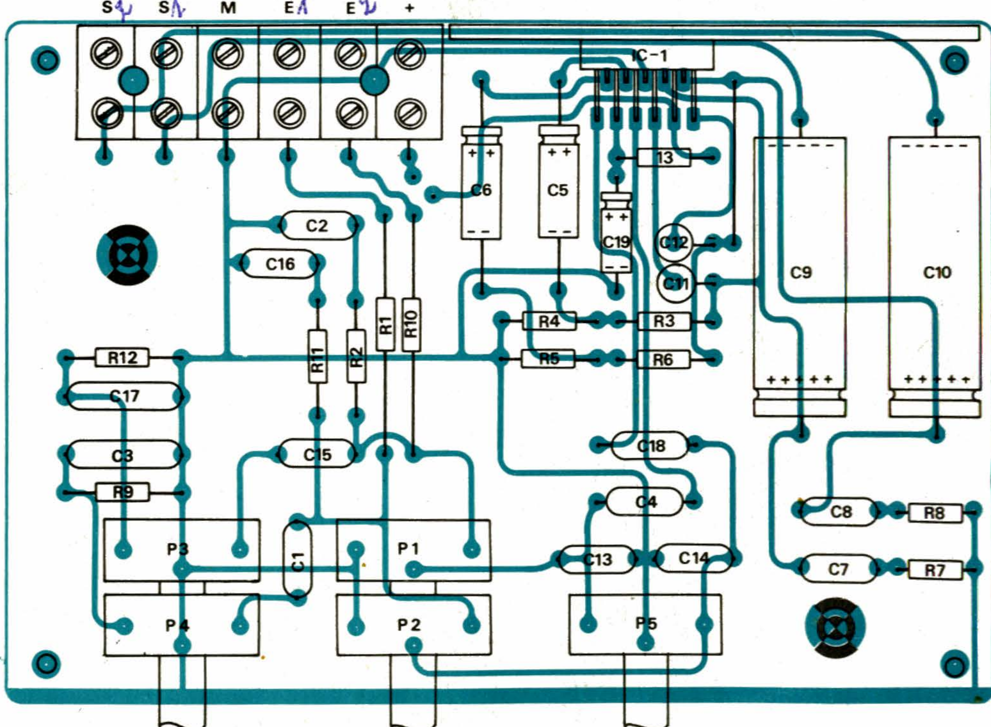


Figure 4

Programme BASIC pour le tracé des courbes de réponse vitesse à un échelon de courant sur haut-parleurs (ZX 81)



Pour continuer le chapitre des programmes concernant les courbes de haut-parleurs, il nous faut effectuer le tracé de la réponse vitesse à une sollicitation en échelon de courant du système électro-mécanique que constitue le haut-parleur.

Même si nous utilisons ici les données du constructeur, il sera plus judicieux d'effectuer des relevés pratiques, le haut-parleur étant placé sur un baffle plan de dimensions suffisantes.

A toutes fins utiles, rappelons que l'article «Paramètres du Haut-Parleur» paru dans R.P. N° 438 traite du même sujet sur le plan pratique.

Si ce programme permet d'étudier l'influence des paramètres physiques sur la réponse Vitesse d'un haut-parleur, à dimensions variables par le calcul, il faut préciser qu'il y a d'autres possibilités d'agir sur la réponse des systèmes existants en utilisant des boucles d'asservissement adéquates. La connaissance du comportement du système traité est indispensable.

Rappels

Le programme utilise l'équation de la vitesse, mentionnée dans l'article déjà cité :

$$V_X^* = \frac{Bl}{K_{MS}} \cdot \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \cdot e^{-\zeta \omega_0 t} \cdot \sin (\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} \cdot t) \cdot I$$

Cette relation s'obtient par dérivation de l'équation du déplacement du diaphragme où interviennent les forces suivantes :

— accélération : $M \frac{d^2 x}{dt^2}$

— frottement visqueux : $f_v \frac{dx}{dt}$

— rappel : Kx

— déplacement : $Bl \cdot I$

x représente l'élongation mesurée à partir de la position d'équilibre. Dans la terminologie utilisée pour le haut-parleur, nous aurons :

— Masse mobile : $M = M_{MD}$ exprimée en Kg

— Frottement visqueux : $f_v = R_{MS}$ en Ns/m ou Résistance mécanique.

Figure 1

```
COURBE DE REPONSE VITESSE
 A UN ECHELON DE COURANT
    DU HAUT-PARLEUR.

         ******

DONNEES A INTRODUIRE
████████████████████

MASSE MOBILE:M EN KG
             █
COMPLIANCE:   C EN M/N
              █
FROTTEMENT MECAN.:RM EN KG/S
                  ██
FACTEUR DE FORCE :BL EN N/A
                  ██
ECHEL. DE COURANT:I EN A
                  █
```

```
  10 REM "ECHELON DE COURANT SUR
H.P."
  20 PRINT "COURBE DE REPONSE VI
TESSE"
  30 PRINT " A UN ECHELON DE COU
RANT"
  40 PRINT "    DU HAUT-PARLEUR.
"
  42 PRINT
  45 PRINT "         ******"
  46 PRINT
  48 PRINT
  50 PRINT "DONNEES A INTRODUIRE
"
  55 PRINT "████████████████████
"
  56 PRINT
  60 PRINT
  70 PRINT "MASSE MOBILE:M EN KG
"
  75 PRINT "             █"
  80 PRINT "COMPLIANCE:   C EN M/
N"
  85 PRINT "              █"
  90 PRINT "FROTTEMENT MECAN.:RM
 EN KG/S"
  95 PRINT "                  ██
"
 100 PRINT "FACTEUR DE FORCE :BL
 EN N/A"
 105 PRINT "                  ██
"
 110 PRINT "ECHEL. DE COURANT:I
EN A"
 115 PRINT "                  █"
 130 PAUSE 500
 140 CLS
 150 PRINT "INTRODUIRE:M="
 160 INPUT M
 170 PRINT AT 0,15;M
 180 PRINT "INTRODUIRE:C="
 190 INPUT C
 200 PRINT AT 1,15;C
 210 PRINT "INTRODUIRE:RM="
 220 INPUT RM
 230 PRINT AT 2,15;RM
 240 PRINT "INTRODUIRE:BL="
 250 INPUT BL
 260 PRINT AT 3,15;BL
 270 PRINT "INTRODUIRE:I="
 280 INPUT I
 290 PRINT AT 4,15;I
 300 PAUSE 200
 310 CLS
 315 REM "CALCULS PRELIMINAIRES"
 320 LET AM=RM/(2*SQR (M/C))
 330 PRINT "COEFF. D*AMORTISS.:A
M="
 332 LET BM=(INT (1000*AM))/1000
 340 PRINT AT 0,22;BM
 345 PRINT AT 0,27;"        "
 350 LET CPNA=SQR (M*C)
 360 LET FPNA=1/(2*PI*CPNA)
 365 PRINT
 370 PRINT "FREQ PROP NON AMORT:
   HERTZ"
 375 LET FNA=(INT (100*FPNA))/10
0
 380 PRINT AT 3,20;FNA
 385 PAUSE 300
 390 CLS
 392 DIM G(60)
 394 DIM H(60)
 400 LET PA=1/(CPNA*(SQR (1-(AM*
*2))))
 410 FOR P=1 TO 60
 415 LET T=P/(15*FPNA)
 420 LET YI=SIN (PA*T)*(EXP -(AM
*(T/CPNA)))
 425 LET YJ=BL*C*PA*YI*I
 430 LET Y=20*BL*C*PA*YI*I+20
 432 LET G(P)=(INT (T*1000))/100
0
 434 LET H(P)=(INT (YJ*100))/100
 440 PLOT P,Y
 445 PRINT AT 11,(P+1)/2;"▪"
 450 NEXT P
 452 PRINT AT 11,0;"▪"
 455 PRINT AT 0,10;"REPONSE EN V
ITESSE"
 460 PRINT AT 1,10;"█████████████
█████"
 465 PRINT AT 3,16;"I=    A",AT
3,18;I,AT 4,16;"-------"
 470 PRINT AT 12,8;"F";AT 12,15;
"2F",AT 12,22;"3F"
 480 PAUSE 1000
 490 CLS
 495 PRINT AT 0,1;"TEMPS";AT 0,1
1;"VITESSE"
 500 FOR P=2 TO 60 STEP 2
 510 PRINT TAB 1;G(P);TAB 12;H(P
)
 520 IF P=34 THEN GOSUB 1000
 530 NEXT P
 990 GOTO 1030
1000 INPUT A$
1010 CLS
1020 RETURN
1030 PRINT AT 14,3;"DONNEES"
1040 PRINT AT 16,1;" M=";M;AT 16
,12;"C=";C;AT 16,22;"RM=";RM;AT
17,1;"BL=";BL;AT 17,12;"I=";I
```

Le frottement provoque une dissipation de chaleur et l'amortissement du système.

— Rappel : K = K_{MS} = $(1/C_{MS})$ en N/m ou Raideur.

La compliance C_{MS} se rencontre plus fréquemment dans les données.

— Déplacement : Bl en N/A ou Facteur de force.

Ce facteur n'a pas d'appellation propre et correspond, malgré ses unités (N/A), au produit d'une induction par une longueur. B et l sont ici indissociables.

Le courant I s'exprime en Ampères.

Induction B et longueur l utiles dépendent de la technologie du moteur linéaire du haut-parleur : bobine longue ou courte.

Ces paramètres sont reliés par les relations suivantes :

Pulsation propre non amortie :

$$\omega_0{}^* = \sqrt{\frac{K_{MS}}{M_{MD}}}$$

** Les oublis dans l'article N° 438 sont corrigés ici.*

Cœfficient d'amortissement :

$$\zeta = \frac{R_{MS}}{2K_{MS}} \cdot \omega_0$$

La pulsation amortie est :

$$\omega_r = \omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}$$

Les intervalles de temps égaux F, 2F, 3F (**figures 2 et 3**) correspondent à la période amortie : $T_r = 1/F_r$

Symboles de programmation et paramètres

Pour la programmation, les symboles sont redéfinis tels que suit :
— Masse mobile : M_{MD} ..... M
— Compliance : C_{MS} C
— Résistance Mécanique : R_{MS} ..... RM

Les autres paramètres rencontrés sont :
— AM : Cœfficient d'amortissement (ζ)

REPONSE EN VITESSE
I=0.5 A
F 2F 3F
A

Figure 2

REPONSE EN VITESSE
I=0.5 A
F 2F 3F
B

Figure 3

SPÉCIFICATIONS	SYMBOLE	VALEUR		UNITÉ
Variante bobine mobile		2 CA 14	4 CA 14	
Impédance nominale	Z	8		Ω
Module minimal de l'impédance	Z_{min}	7 @ 200 Hz	6,8 @ 100 Hz	Ω
Résistance au courant continu	R_{scc}	6,3	5,4	Ω
Inductance de la bobine mobile	L_{BM}	840	2150	µH
Fréquence de résonance	f_s	27 ± 4	23 ± 3	Hz
Compliance de la suspension	C_{MS}	$1{,}4 \cdot 10^{-3}$		mN^{-1}
Facteur de qualité mécanique	Q_{MS}	3,25	4,06	
Facteur de qualité électrique	Q_{ES}	0,31	0,47	
Facteur de qualité total	Q_{TS}	0,28	0,42	
Résistance mécanique	R_{MS}	1,22	1,18	$kg\ s^{-1}$
Masse mobile	M_{MD}	$23{,}38 \cdot 10^{-3}$	$32{,}9 \cdot 10^{-3}$	kg
Diamètre émissif de la membrane	D	0,196		m
Surface émissive de la membrane	S_D	0,0301		m^2
Diamètre de la bobine mobile	d	46,3		mm
Nature du support de la bobine		Aluminium		
Hauteur du bobinage	h	14		mm
Nombre de couche du bobinage	n	2	4	
Induction dans l'entrefer	B	1,26	0,98	T
Flux dans l'entrefer	∅	$1{,}10 \cdot 10^{-3}$	$0{,}855 \cdot 10^{-3}$	Wb
Energie magnétique du moteur	W	0,812	0,757	Ws ou J
Facteur de force du moteur	BL	11,40	7,60	NA^{-1}
Volume de l'entrefer	V_E	$1{,}286 \cdot 10^{-6}$	$1{,}982 \cdot 10^{-6}$	m^3
Hauteur de l'entrefer	H_E	6		mm
Diamètre de l'aimant ferrite	∅ A	120		mm
Hauteur de l'aimant	B	20		mm
Masse de l'aimant		0,87		kg
Masse du haut-parleur		2,455		kg
Niveau d'efficacité caractéristique	η	91 (W)	86,6 (W)	dB SPL
Puissance nominale		60	80	W
Facteur d'accélération	Γ	487	231	$ms^{-2}\ A^{-1}$
		A	B	

Exemple de fiche constructeur, marque «AUDAX».

Figure 4

— CPNA : Période propre non amortie ($2\pi/\omega_0$)

— FPNA : Fréquence propre non amortie ($\omega_0/2\pi$)

La courbe est centrée par ajout de 20 et amplifiée par un facteur de 20. Ces valeurs sont, bien sûr, absentes du tableau des résultats.

La quantité Y est destinée à l'affichage.

La quantité YJ est destinée au tableau.

La variable temps est «T». Elle est exprimée en valeur réduite pour l'affichage de manière à obtenir environ quatre périodes sur l'écran.

A titre d'exemples, nous utilisons une fiche AUDAX concernant deux haut-parleurs de basses : A et B.

Commentaires

Pour ceux qui n'ont pas d'imprimante, les valeurs sont sorties sur tableau en fin d'opération, voir **figure 5**.

Le déroulement du programme s'effectue de la façon suivante :

— Affichage des données à introduire comme indiqué sur la **figure 1**, pause 500 ligne 130.

— Après introduction une à une des données : M, C, RM, BL, I, une pause s'établit, pause 200 ligne 300.

Au passage, on affiche l'amortissement calculé et la fréquence propre, pause 300 ligne 385.

La courbe s'inscrit sans intervention et dure le temps de la pause 1000 ligne 480.

Ensuite, le tableau s'affiche en deux temps, la deuxième partie s'obtient par appui sur la touche NEW LINE.

Pour obtenir des courbes optimales en amplitude, il y aura lieu de choisir la valeur de l'échelon de courant comme suit :

$$0,5 < I < 2A$$

Pour avoir un tableau contenant tous les points de la courbe ; il faut modifier les lignes suivantes :

```
500 FOR P = 1 TO 60
520 IF P = 21 OR P = 42 THEN GOBSUB 1000
1030 STOP
```

et supprimer 1040.

Le passage d'une partie du tableau à la suivante s'effectue toujours par NEW LINE.

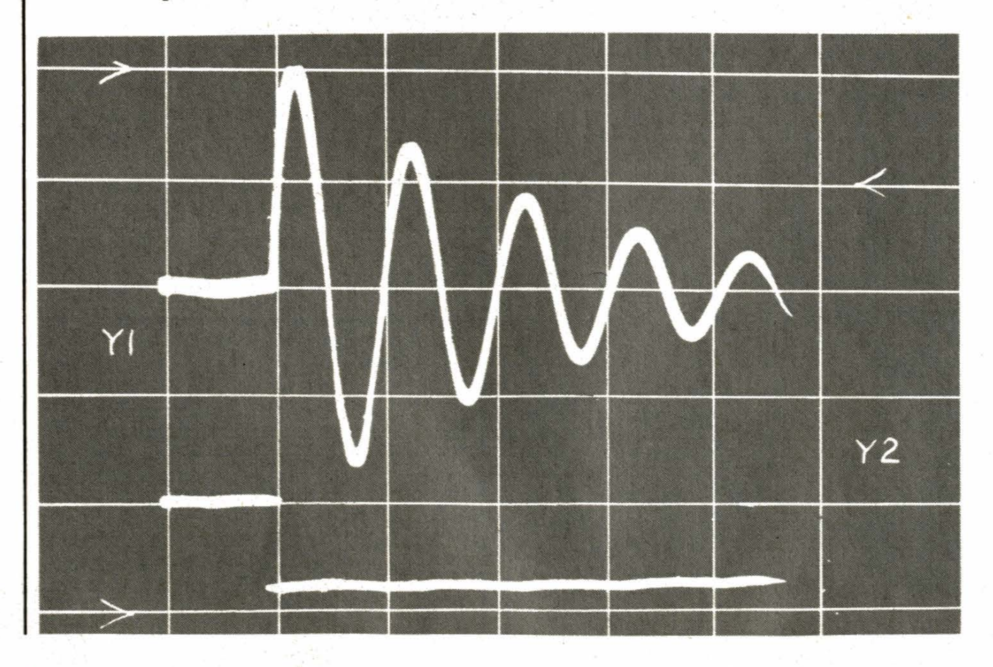
La variable «Temps» est établie pour obtenir 4 périodes sur 60 points. Ce format est imposé par l'affichage sur écran par ordinateur.

TEMPS	VITESSE
.005	0.53
.011	0.63
.017	0.33
.022	-0.13
.028	-0.42
.034	-0.41
.039	-0.15
.045	0.15
.051	0.3
.056	0.23
.062	.03
.068	-0.16
.073	-0.21
.079	-0.13
.085	.01
.09	0.12
.096	0.13
0.102	.06
0.108	-.04
0.113	-0.1
0.119	-.09
0.125	-.03
0.13	.04
0.136	.06
0.142	.04
0.147	0
0.153	-.04
0.159	-.05
0.164	-.03
0.17	0

DONNES

M=.0329 C=.0014 RM=1.18
BL=7.6 I=0.5

Figure 5





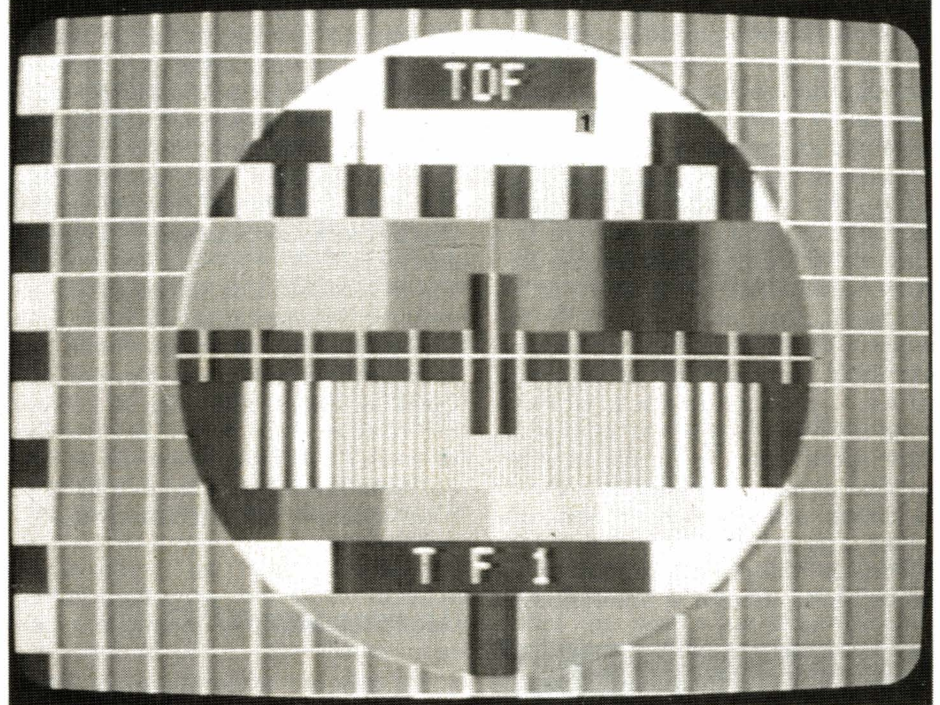
Courbes additionnelles

La courbe **figure 4** est la même que la **figure 3**, mais plus détaillée. Elle permet de vérifier que le rapport inversé d'une élongation sur l'autre, par rapport à l'axe zéro, est constant. (Voir R.P. N° 438).

Par ailleurs, l'abaque d'amortissement, du même numéro, permet de retrouver le cœfficient d'amortissement du système. Nous laissons le soin au lecteur d'effectuer cette vérification.

Le cliché 1 montre une courbe de réponse en vitesse telle qu'elle peut être visualisée sur un écran d'oscilloscope. Cette courbe pourra être obtenue à partir, par exemple, d'un calculateur analogique plutôt que d'un capteur à induction qui nécessite un rajout sur le diaphragme.

R.S.



temps : ⧗ ⧗ ⧗ ⧗
difficulté :
dépense : $ $ $

Décodeur quadristandard

Il est bien connu que la densité d'intégration des circuits intégrés croît en permanence. La taille des motifs élémentaires des circuits intégrés les plus performants avoisine un micron. Cette plus haute intégration permet la réalisation de systèmes plus complexes avec un même encombrement ou de systèmes de complexité équivalente avec un encombrement réduit.

Dans cet article consacré à un décodeur quatristandard équipé d'un circuit intégré RTC TDA 4550 ou TDA 4555 on comparera la complexité du système avec le décodeur bistandard PAL/SECAM équipé des circuits Thomson TEA 5620 TEA 5630 (Radio Plans N° 428).

Le TDA 4555, décodeur quatristandard monochip de la nouvelle génération, remplace avantageusement les anciens circuits : un ou plusieurs circuits intégrés par standard, qu'il s'agisse de décodage direct ou d'un circuit maître et autant de circuits de transcodage que de standards désirés.

Les différents standards

Dans cet article nous appellerons standard les caractéristiques déterminant la transmission des informations de couleur. Il existe trois systèmes différents, dans l'ordre chronologique de leur apparition : le NTSC, le PAL et le SECAM ; à ces trois systèmes il faut ajouter un cas particulier : le NTSC 4.43. Et pour bien différencier les deux systèmes NTSC, on a pris l'habitude de les citer accompagnés d'une valeur approchée de la fréquence de sous-porteuse : NTSC 3,58 ou NTSC 4,43. Notons pour la petite histoire, que d'autres systèmes de transmission ont été mis au point mais qu'aucun d'entre eux n'a été retenu. En général ces systèmes pêchaient par leur incompatibilité avec les systèmes noir et blanc existant.

Le système NTSC

Le NTSC a pris le nom du comité qui l'a préconisé : National Television System Committee en décembre 1953. Ce standard est basé sur le système de télévision en noir et blanc à 525 lignes et 60 trames par seconde. Norme M du CCIR.

En pratique il n'est utilisé qu'avec les normes M ou N dans les pays ayant un réseau à 60 Hz. États-Unis, Canada, Japon et Pays d'Amérique du Sud. On a souvent tendance à penser que les trois systèmes sont totalement différents mais en fait ils présentent plus de similitudes que de différences. Les différences portent essentiellement sur le type de modulation adopté pour transmettre les signaux de chrominance.

L'étude du National Television System Committee a permis de préciser les aspects fondamentaux de la télévision en couleur, conservés pour les autres systèmes.

Quel que soit le système, le tube analyseur d'image fourni les signaux E'_R, E'_V, E'_B. Par un quelconque procédé il faut transmettre ces informations au récepteur, et au tube bien sûr.

Le signal de luminance est obtenu par l'addition pondérée des signaux E'_R, E'_V, E'_B. Et on a :

$E'_Y = 0{,}59\ E'_R + 0{,}30\ E'_V + 0{,}11\ E'_B$.

Ce signal E'Y est le signal noir et blanc, et pour assurer la compatibilité récepteur noir et blanc-récepteur couleur il doit être envoyé séparément. Les signaux de chrominance sont appelés E'I et E'Q et définis par les relations :

$E'_I = -0,27(E'_B - E'_Y) + 0,74(E'_R - E'_Y)$
$E'_Q = 0,41(E'_B - E'_Y) + 0,48(E'_R - E'_Y)$

Ou encore pour montrer que ces signaux comportent bien les trois informations E'R, E'v et E'B :

$E'_I = 0,60\,E'_R - 0,28\,E'_V - 0,32\,E'_B$
$E'_Q = 0,21\,E'_R - 0,52\,E'_V + 0,31\,E'_B$

Pour transmettre les deux informations : E'I et E'Q, la modulation d'amplitude double en quatrature à porteuse supprimée a été choisie. On utilise pour cela une fréquence porteuse auxiliaire dite porteuse de chrominance. Le choix s'explique pour diverses raisons :

— Les deux signaux de chrominance peuvent moduler la même porteuse et être séparés à la détection. Les spectres des deux signaux ne superposent et occupent la même bande.

— L'amplitude de l'onde modulée s'annule pour le blanc et reste faible pour les couleurs peu saturées les plus fréquentes.

— Le spectre de la modulation d'amplitude a la même structure que le spectre du signal de luminance ce qui permet l'imbrication des spectres pour diminuer la visibilité de la sous-porteuse.

A la réception, la démodulation des signaux nécessite la reconstitution de la sous-porteuse. Avec ce système, la précision de phase demandée pour la séparation des deux signaux modulants ne permet pas de reconstituer cette porteuse en se basant sur la seule précision de fréquence de deux oscillateurs indépendants. Par contre, dans le récepteur, on peut asservir un oscillateur local pendant une faible partie du temps et admettre que la stabilité naturelle de cet oscillateur sera suffisante pour que la dérive de fréquence, se traduisant par une dérive de phase, soit faible entre deux périodes d'asservissement.

Dans le récepteur l'oscillateur local est donc asservi à un signal de référence communément appelé salve de référence et composé de quelques cycles de la sous-porteuse de chrominance, ayant la fréquence exacte de cette sous-porteuse et une phase bloquée sur la phase caractéristique de la modulation. Cette salve de référence a été placée à chaque ligne sur le palier de suppression et elle comprend 8 cycles de sous-porteuse.

La fréquence de la sous-porteuse se calcule par la relation suivante :
$F_{SP} = F_H \times (455/2)$

Avec la norme M, 525 lignes, 30 images par seconde on aurait F_H = 15 750 Hz. En fait la fréquence de la sous-porteuse n'a pas été définie avec cette valeur de F_H mais avec le rapport suivant : 4 500 000/286. Les lecteurs intéressés par l'explication de ce choix pourront consulter des ouvrages spécialisés. On obtient finalement :
F_{SP} = 3579,545 kHz ou en arrondissant par commodité de langage : 3,58 MHz. Mais attention, cette valeur approximative ne signifie pas que l'oscillateur local doit se trouver au voisinage de 3,58 MHz, celui-ci doit bel et bien être calé sur 3579,545 kHz et la valeur 3,58 MHz n'est qu'une simplification d'écriture.

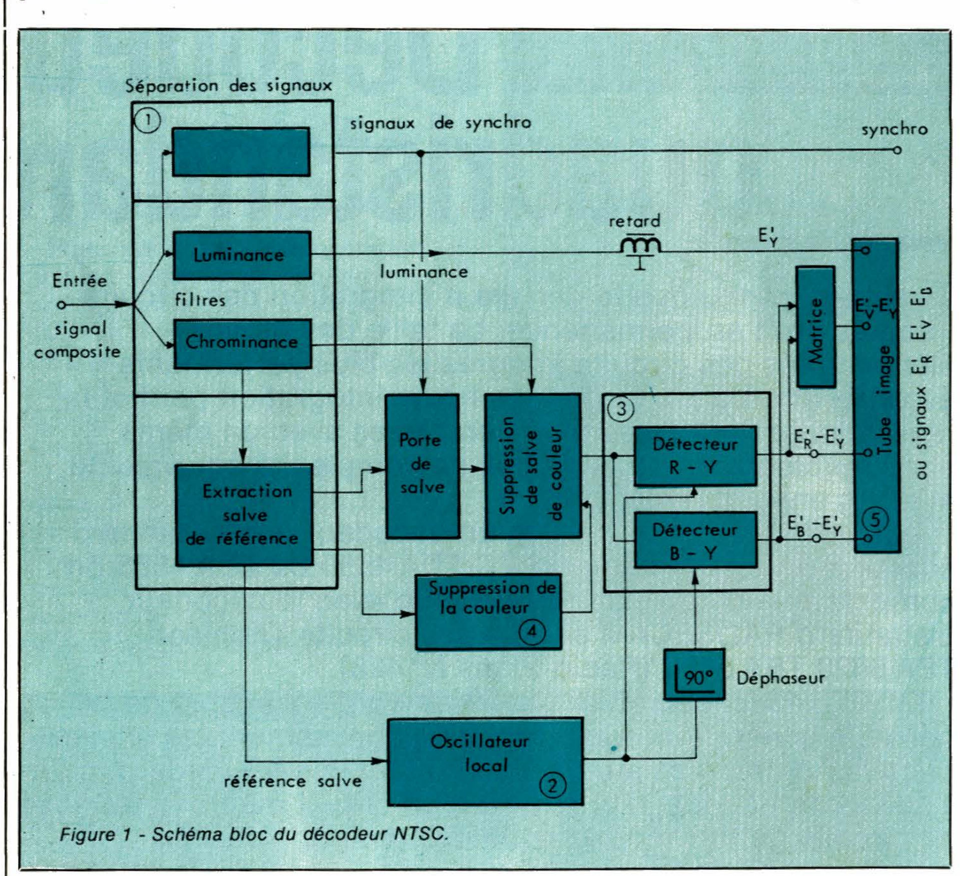


Figure 1 - Schéma bloc du décodeur NTSC.

Le décodeur NTSC

Le schéma synoptique du décodeur NTSC est représenté à la **figure 1.** Le signal vidéocomposite est constitué par l'addition du signal de synchronisation composite ligne + trame, du signal de luminance E'I et E'Q. On trouve donc en tête du décodeur un circuit de tri recevant à l'entrée le signal vidéocomposite et délivrant sur trois sorties les signaux suivants :

— le signal de synchronisation composite qui attaquera un circuit de séparation délivrant synchro ligne et synchro trame - non représenté ;

— le signal de luminance E'Y ;

— le signal de chrominance.

Le schéma de la **figure 2** montre l'allure de l'imbrication des spectres de luminance et de chrominance. L'extraction du signal de chrominance inséré dans la partie supérieure du spectre de luminance peut se faire d'une manière plus ou moins parfaite. Le but est de ne laisser dans le signal E'Y destiné à l'attaque du tube image que le minimum de signal de chrominance modulé, qui se comporterait comme un signal parasite sur l'image.

Compte-tenu de la structure particulière des spectres - raies - le meilleur filtre serait un filtre en peigne ayant la réponse en fréquence représentée à la **figure 3.** En fait, pour le filtre de luminance on peut se contenter de l'association d'un filtre passe-bas et d'un filtre réjecteur centré sur la fréquence de la sous-porteuse. La courbe de réponse d'un tel filtre est représentée à la **figure 4.** La perte d'informations de luminance due à ces deux derniers filtres

est plus ou moins importante mais l'image en couleur obtenue est encore très satisfaisante.

Le signal de chrominance modulé est séparé du signal de luminance soit par un filtre en peigne complémentaire du filtre utilisé pour la luminance, soit simplement par un filtre de bande. Les composantes du signal de luminance existant dans la bande occupée par la chrominance ont une amplitude relative très faible et la perturbation entraînée sur l'image est quasi imperceptible.

De l'information de chrominance, on prélève, grâce à une information issue des circuits de synchronisation - en général impulsion sandcastle -, la salve de référence utilisée pour le verrouillage de l'oscillateur local.

Ce circuit est très important car l'information de teinte est contenue dans la phase de la sous-porteuse. Il est donc impératif que l'asservissement soit parfaitement réalisé et que la dérive sur la durée d'une ligne soit excessivement faible. Cette dérive n'est faible que si la fréquence naturelle de l'oscillateur est très stable. La stabilité relative exigée est de l'ordre de 10^{-6} à 10^{-7}. On utilise en général un oscillateur à quartz. On trouve ensuite un circuit de suppression couleur qui bloque l'entrée des démodulateurs lorsque le signal vidéocomposite est exempt de composantes de chrominance -noir et blanc - Les détecteurs reçoivent finalement d'une part le signal modulant, d'autre part le signal de sous-porteuse reconstitué avec la phase adéquate. A la sortie des détecteurs on dispose donc des signaux différence de couleur E'_I et E'_Q.

Il est alors facile de matricer les informations E'_Y, E'_I et E'_Q pour obtenir E'_R, E'_V et E'_B.

Le système PAL

Comme pour le système NTSC, il faut transmettre les informations suivantes :

— le signal de luminance E'_Y défini par la relation $E'_Y = 0{,}59\ E'_R + 0{,}30\ E'_V + 0{,}11\ E'_B$;

— les signaux de différence de couleurs E'_U et E'_V définis de la manière suivante :

$E'_U = 0{,}493\ (E'_B - E'_Y)$
$E'_V = 0{,}877\ (E'_R - E'_Y)$

Avant de moduler les oscillateurs, les signaux E'_U et E'_V traversent un filtre qui donne un affaiblissement inférieur à 3 dB à 1,3 MHz et supérieur à 20 dB à 4 MHz. Le système de modulation des deux signaux de chrominance sur une sous-porteuse unique est le même que pour le système NTSC : modulation double en quatrature avec porteuse supprimée. Cette modulation présente une particuliaité qui fait l'originalité du système PAL.

Le signal E'_U module la sous-porteuse avec une phase qui change de 180° à chaque ligne et toutes les deux trames.

Comme pour le système NTSC la démodulation synchrone du signal de chrominance modulé nécessite la reconstitution de la sous-porteuse. Cette sous-porteuse sera reconstituée par un oscillateur synchronisé dans le récepteur par une salve de référence fixant une phase de référence.

La salve de fréquence et de phase de référence comporte 10 cycles de la fréquence de sous-porteuse et est transmise pendant le palier de suppression. Le choix de la fréquence de sous-porteuse est principalement influencé par la recherche de la visibilité minimale du signal de chrominance sur l'image captée par un récepteur en noir et blanc, comme en NTSC.

La fréquence de la sous-porteuse se calcule avec la relation suivante :

$$F_{SP} = (1135/4 + 1/625)\ f_H$$

Dans les systèmes à 625 lignes et 25 images par seconde, la fréquence ligne vaut 15 625 Hz. On a donc : F_{SP} = 4 433,618 75 kHz.

Le décodeur PAL

Le schéma synoptique du décodeur PAL est représenté à la **figure 5**.

Le décodeur reçoit le signal vidéocomposite, qui après traitement fournit les informations suivantes :

— signal de synchronisation composite - non représenté ;

— signal de luminance E'_Y ;

— signaux de chrominance.

Le circuit de filtrage de la voie de luminance comprend un filtre passe-bas et un filtre réjecteur centré sur la fréquence de la sous-porteuse. Les signaux de chrominance sont extraits grâce à un filtre passe-bande autour de la fréquence de la sous-porteuse.

La séparation des signaux de chrominance E'_U et E'_V est assurée

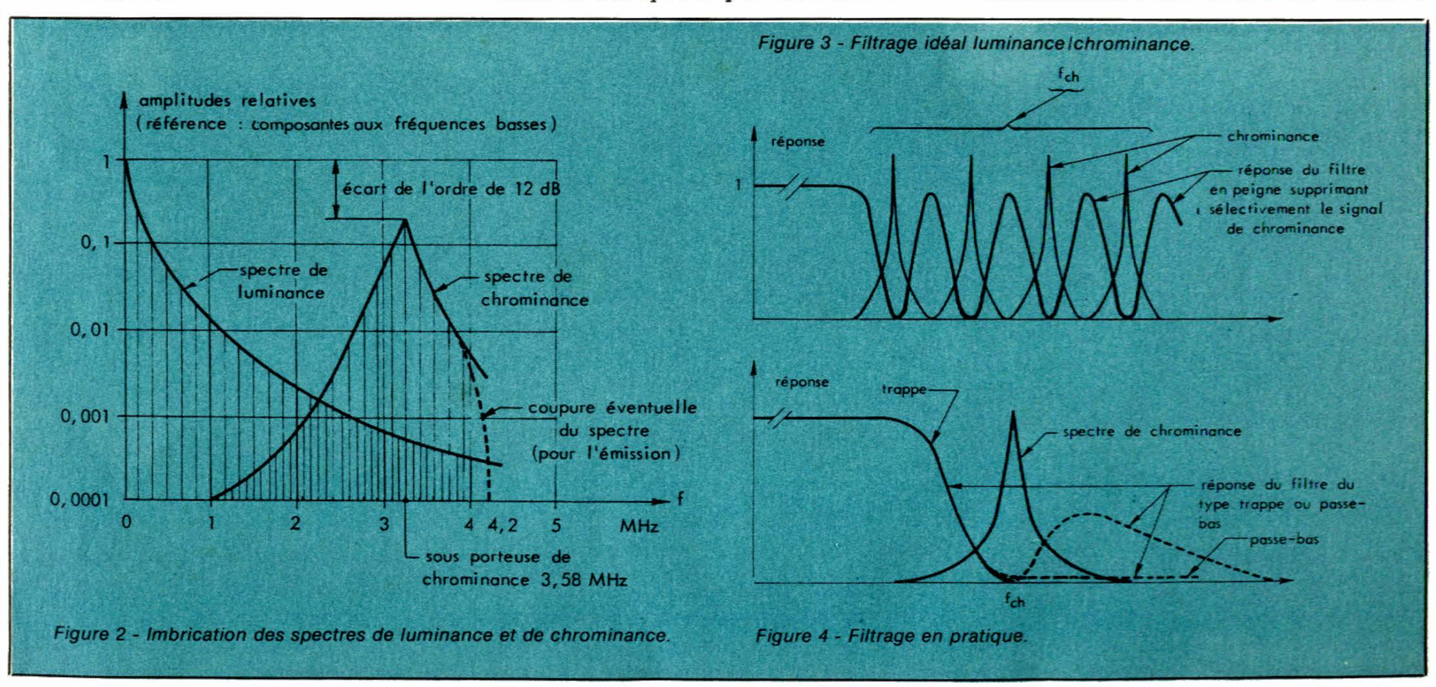


Figure 3 - Filtrage idéal luminance/chrominance.

Figure 2 - Imbrication des spectres de luminance et de chrominance.

Figure 4 - Filtrage en pratique.

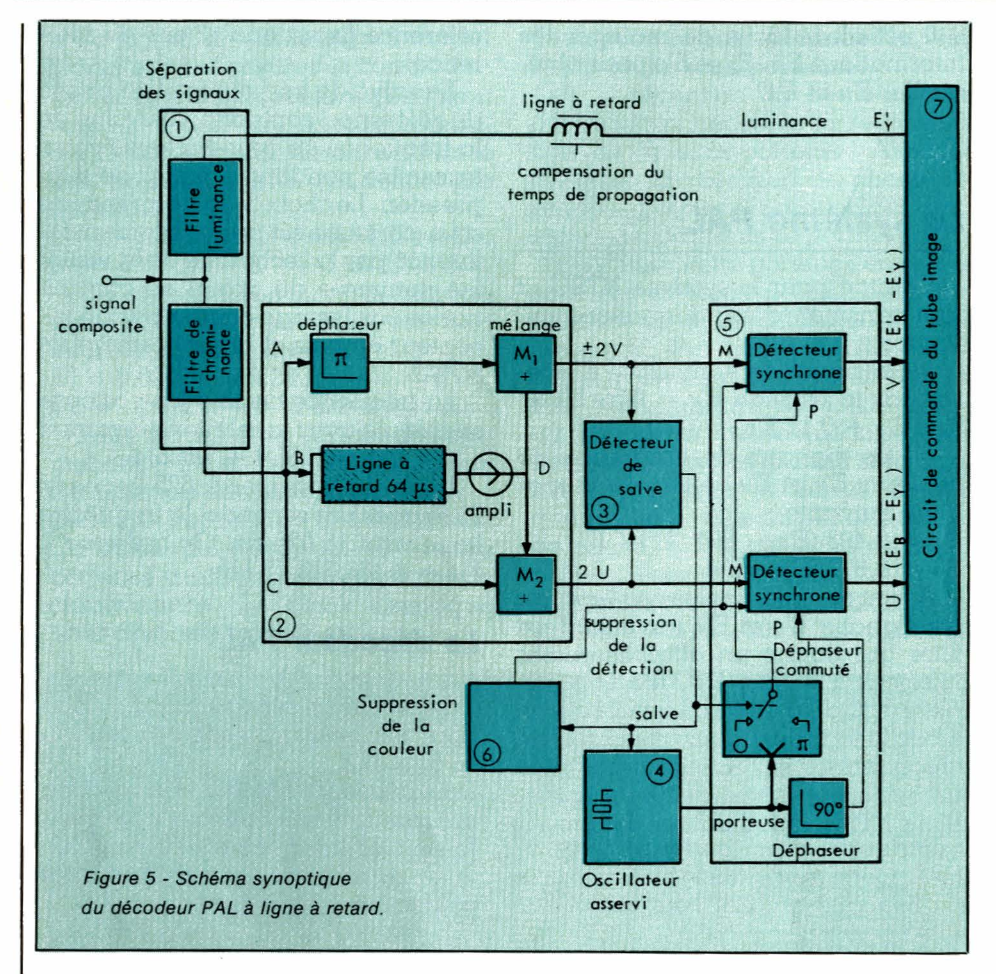


Figure 5 - Schéma synoptique du décodeur PAL à ligne à retard.

par l'ensemble déphaseur, mélangeurs M_1 et M_2, et la ligne à retard de 64 µs associé à ses circuits d'adaptation.

On dispose sur les sorties de 2 E'U et ± 2 E'V. Le signe ± indiquant un déphasage de ligne à ligne.

On reconnaît ensuite un circuit de détection de salve, qui pour une ligne n reconnaît la salve provenant de la voie E'U et pour une ligne n + 1 reconnaît la salve provenant de la voie E'V.

Le signal de sortie du détecteur de salve est envoyé vers le circuit de suppression de couleur - absence de salve = émission en noir et blanc - et vers l'oscillateur de référence. Comme pour le NTSC, l'oscillateur est asservi en phase et en fréquence pendant toute la durée de la salve, environ 10 alternances de sous-porteuse. On suppose ensuite que la stabilité naturelle de cet oscillateur est très grande pendant toute la durée d'une ligne : 64 µs.

Sur la sortie on recueille le signal de sous-porteuse reconstituée en phase avec la salve d'identification. Cette sous-porteuse est envoyée, avec la phase adéquate vers les démodulateurs synchrones qui restituent les composantes E'U et E'V. Il devient alors relativement simple d'obtenir les trois informations E'R, E'B, E'V à partir des signaux E'Y, E'U et E'V.

Dans ces quelques lignes on a vu que le système PAL est très voisin du NTSC. Toutes son originalité réside dans l'inversion de phase ligne à ligne sur la voie E'U et l'emploi d'une ligne à retard dans le décodeur.

En fait, dans ces deux systèmes, la teinte est **approximativement** fonction de la phase du vecteur E'U + E'V.

Les déphasages parasites sont fréquents, et ceux-ci entrainent dans le cas du système NTSC des virages de couleur très prononcés lorsqu'on se situe dans certaines zones du diagramme x, y de la CIE. Le principal avantage du système PAL sur le système NTSC est de compenser cet effet et d'admettre des tolérances beaucoup plus grandes. En effet, si la phase en entachée d'une erreur : E, on constate que cette erreur modifie la phase des vecteurs E'U et E'V mais que la norme des deux vecteurs E'U pour la ligne n et E'U pour la ligne n + 1 varie peu autour de la valeur correcte.

L'addition des deux vecteurs E'U pour deux lignes successives réduit donc la sensibilité aux erreurs de phase mais en contrepartie réduit la finesse du rendu dans le sens vertical et modifie la saturation.

Cette modification affecte peu le signal de luminance et l'effet est peu sensible sur la qualité de l'image.

Le système NTSC 4.43

Ce système n'est pas utilisé en diffusion hertzienne mais se rencontre parfois sur certains magnétoscopes : U-Matic et quelques VHS. Comme son nom l'indique, il tient à la fois du système NTSC et du système PAL : 4.43. En NTSC 4.43, il n'y a pas d'inversion de phase à chaque ligne et toutes les deux trames sur la voie E'U, mais ce système est prévu pour les normes à 625 lignes et 25 images par seconde, raison de l'adoption de la valeur de la fréquence de sous-porteuse du système PAL.

Nous verrons, dans le chapitre consacré à la mise au point comment transformer très simplement le codeur PAL décrit dans le numéro précédent en un codeur NTSC 4.43.

Le système SECAM

L'idée de base du système SEquentiel A Mémoire : SECAM est d'utiliser la ligne à retard pour ne transmettre à chaque instant qu'un seul des signaux de chrominance en alternant séquentiellement l'un et l'autre de ligne à ligne. Dans ces conditions il n'est plus possible d'employer une modulation d'amplitude à porteuse supprimée et la modulation de fréquence a été choisie. On s'affranchit ainsi des problèmes d'erreur de phase cités précédemment. Comme dans les trois cas précédents, on doit transmettre : le signal de synchronisation composite, le signal de luminance, les deux signaux de différence de couleurs ou signaux de chrominance. On définit donc le signal de luminance :
$E'_Y = 0{,}59\ E'_R + 0{,}30\ E'_V + 0{,}11\ E'_B$ et les signaux de chrominance :
$D'_R = -1{,}9\,(E'_R - E'_Y)$, $D'_B = 1{,}5\,(E'_B - E'_Y)$.

A l'émission, les deux signaux D'R et D'B sont filtrés, préaccentués à partir de 85 kHz puis limités par un filtre passe-bas (6 dB à 1,5 MHz et 20 dB à 3 MHz). Pour plus de détails on pourra se référer à l'article consacré au codeur SECAM.

Cette préaccentuation augmente (en modulation de fréquence) le

rapport signal sur bruit pour les composantes de fréquences élevées. Le même principe est utilisé en radiodiffusion dans la bande 88-108.

Après une limitation d'amplitude les deux signaux attaquent deux modulateurs. Pour la voix D'_B la fréquence centrale vaut $f_{OB} = 272 \times f_H = 4\,250\,000$ MHz et pour la voie D'_R $f_{OR} = 282 \times f_H = 4\,406\,000$ MHz. Dans ces conditions le spectre occupé par les deux signaux de chrominance est borné par les fréquences suivantes 3,9 MHz et 4,7 MHz.

Pour diminuer la visibilité des sous-porteuses dans le cas d'une émission couleur reçue sur un récepteur noir et blanc, on doit réduire autant que possible l'amplitude de ces sous-porteuses. Or, d'un point de vue statistique et parce que les couleurs de la nature ne sont pratiquement jamais saturées, la fréquence instantanée de la sous-porteuse se situera très fréquemment au voisinage immédiat de la fréquence de repos. D'où l'idée de réduire l'amplitude de la sous-porteuse modulée dans un rapport plus grand pour les fréquences de repos que pour les fréquences instantanées extrêmes. La loi d'atténuation en fonction de la fréquence est représentée à la **figure 6.** Cette courbe est couramment appelée courbe anti-cloche.

A une ligne n sont donc supperposés signal de luminance et signal de chrominance D'_R modulé et à une ligne n + 1 signal de luminance et D'_B modulé. La reconnaissance s'effectue grâce aux salves f_{OR} et f_{OB} présentes sur le palier arrière de suppression - donc avant chaque ligne.

Le décodeur SECAM

Le schéma synoptique du décodeur SECAM est représenté à la **figure 7.** On reconnaît comme pour les autres systèmes les filtres placés sur le trajet du signal vidéocomposite :

— Un filtre de luminance : association d'un filtre passe-bas et d'un filtre réjecteur centré sur 4,286 MHz.

— Un filtre de chrominance, éliminant le signal de luminance et rétablissant l'amplitude des composantes de la chrominance sur toute l'étendue du spectre : filtre en cloche.

— Un circuit de séparation de synchronisation composite non représenté.

Pour reconstituer les trois signaux primaires E'_R, E'_V et E'_B, il faut disposer à chaque instant dans le récepteur des trois signaux E'_Y D'_R et D'_B. Or, avec le système de codage adopté, nous savons que l'on dispose pour la ligne de rang n des informations E'_Y et D'_R et pour la ligne de rang n + 1 de E'_Y et D'_B.

L'artifice utilisé dans le système SECAM consiste à exploiter pour cette reconstituiion :

— L'information de chrominance présente à l'instant considéré par exemple D'_R.

— L'information de chrominance qui était présente 64 µs avant (ligne précédante).

A cet effet, cette information est retardée dans une ligne à retard qui fait alors office de mémoire d'une ligne.

On dispose alors à chaque instant des trois signaux :

— luminance, E'_Y de la ligne n ;

— chrominance, D'_R de la ligne n ;

— chrominance, D'_B de la ligne n − 1 ;

Et pour la séquence suivante :

— luminance, E'_Y de la ligne n + 1 ;

— chrominance, D'_B de la ligne n + 1 ;

— chrominance, D'_R de la ligne n.

Les signaux de chrominance modulés sont donc aiguillés par le permutateur pour être utilisés comme information directe ou information retardée. A la sortie du permutateur on obtient sur l'une des voies D'_R (n), D'_R (n + 2), D'_R (n + 4), etc et sur l'autre D'_B (n − 1), D'_B (n + 1), D'_B (n + 3), etc.

Ces signaux traversent les limiteurs et accèdent aux discriminateurs d'où ils sortent démodulés. A ce niveau les signaux D'_R et D'_B sont préaccentués et ils doivent subir la correction inverse : **Desaccentuation.** A ce stade il n'y a plus de problèmes pour reconstituer E'_R, E'_V et E'_B. Ceci constitue un bien long préambule mais la fonction codage décodage doit être parfaitement assimilée si l'on désire se lancer dans la réalisation d'un décodeur quadristandard et que l'on souhaite mettre toutes les chances de son côté.

Le circuit intégré TDA 4550 RTC

Le circuit intégré RTC TDA 4550

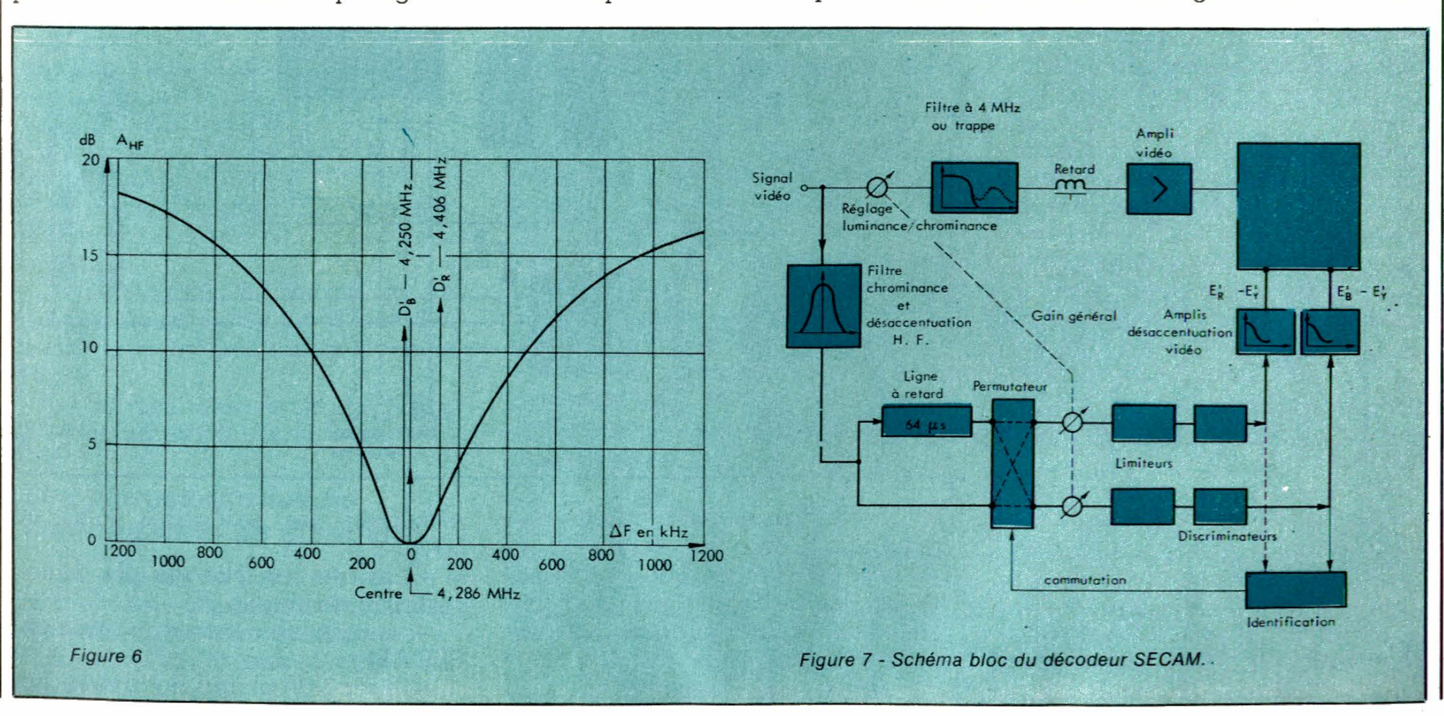


Figure 6

Figure 7 - Schéma bloc du décodeur SECAM.

est capable, moyennant l'adjonction de quelques composants supplémentaires, d'assurer la fonction décodage pour les quatres standards cités dans la première partie de cet article. Avant toutes choses signalons qu'il existe deux références pour ce circuit : TDA 4550 et TDA 4555. Ces deux circuits sont, électriquement, rigoureusement identiques. La différence réside dans le brochage, la version TDA 4555 devrait permettre un passage des lignes au zéro électrique (masses) plus judicieux.

Pour qu'il n'y ait aucune confusion possible, tous les schémas de cet article sont représentés avec un TDA 4550. Le schéma avec un TDA 4555 s'obtiendra très facilement en remplaçant les numéros des broches du TDA 4550 : 4, 5 et 6 par les broches 6, 4 et 5. Cette permutation doit aussi être effectuée pour le dessin du circuit imprimé prévu pour un TDA 4550. Si l'on utilise un TDA 4555, trois pistes devront être interrompues et recâblées de la manière convenable.

Le schéma synoptique interne du TDA 4550 est représenté à la **figure 8.** Le circuit, sous sa tension nominale d'alimentation 12 V, consomme environ 50 mA. Le circuit ne traite que les signaux de chrominance - voir les synoptiques des divers décodeurs. **Figures 1, 5 et 7.**

Le signal vidéocomposite est appliqué aux filtres et circuits de séparation représentés par le bloc externe noté PAL/NTSC-SECAM-NTSC à la **figure 8.**

Ces circuits délivrent après traitement :

— le signal de luminance ;
— le signal de chrominance ;
— divers signaux de synchronisation.

Seul le signal de chrominance, par l'intermédiaire d'un condensateur de 220 pF, est transmis à la broche 15 du TDA 4550. Ce circuit comporte pour la voie chrominance :

— un amplificateur à gain commandé pour les standards PAL, SECAM et NTSC ;
— un circuit de commande automatique de gain ;
— un circuit d'échantillonnage de salve en PAL ;
— un étage de sortie chrominance vers la ligne à retard en PAL et SECAM ;
— deux limiteurs voie directe et voie retardée en SECAM ;
— Un permutateur en SECAM.

L'impédance d'entrée à la broche 13 vaut environ 3 300 Ω et le signal de chrominance devra avoir une amplitude comprise entre 10 et 200 mV. La démodulation est assurée par les blocs suivants :

— deux démodulateurs à quadrature en SECAM ;
— deux démodulateurs synchrones pour les standards PAL et NTSC ;
— circuits de filtrage de sous-porteuse résiduelle ;
— circuits de désaccentuation en SECAM ;
— circuit de clamp au niveau du

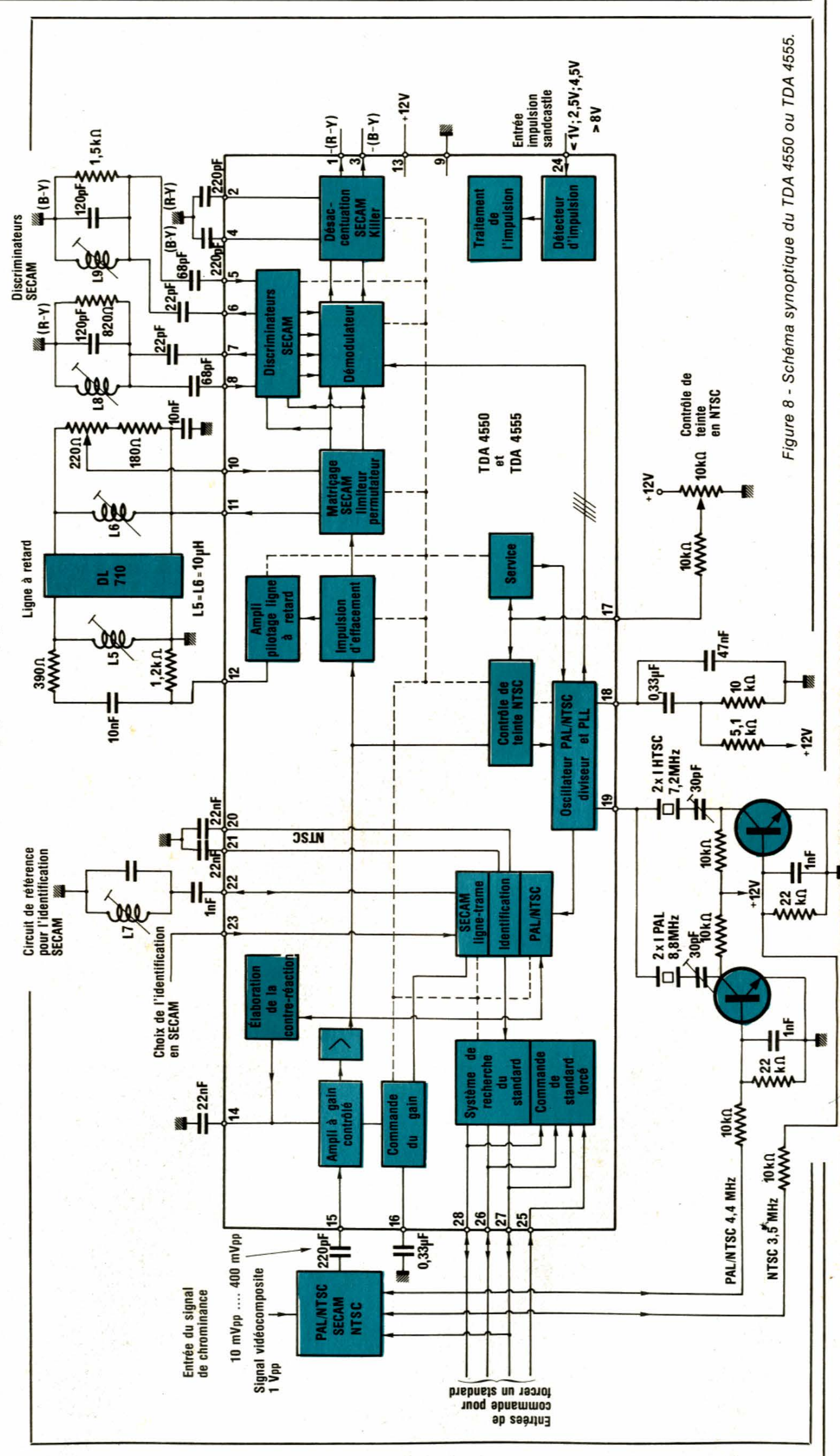


Figure 8 - Schéma synoptique du TDA 4550 ou TDA 4555.

noir en SECAM ;

— étages de sortie différence de couleurs avec circuit de coupure couleur.

Pour les quatre standards les tensions nominales de sortie valent : pour la sortie – (R – Y) : 1,05 V et pour la sortie – (B – Y) : 1,33 V, ce qui donne un rapport (R – Y)/(B – Y) de 0,79.

Le résidu de sous-porteuse en sortie vaut 30 mV. Le niveau continu de sortie est fixé à 7 V et les sorties sont couplées capacitivement à un circuit de dématriçage comme les TDA 3500 ou TDA 3501.

En SECAM, les amplitudes de sortie dépendent des circuits résonants externes connectés aux bornes 7, 8 et 6, 5 et peuvent être modifiées en jouant sur le coefficient de surtension Q.

Les fréquences de résonance de ces circuits doivent être réglées de sorte que le niveau démodulé pour la fréquence de repos fo soit égal au niveau de réinsertion interne : niveau du noir. Les résistances des réseaux de désaccentuation sont intégrées et prévues pour des capacités externes de 180 pF connectées aux broches 2 et 4.

Ce circuit intégré comporte pour la partie identification :

— un bloc reconnaissance automatique de standard par scrutation séquentielle ;

— un circuit de retard de mise en couleur et de recherche du standard ;

— un circuit de priorité PAL/SECAM ;

— un circuit de commutation forcée de standard ;

— trois sorties de commutation des filtres externes ;

— circuits d'identification pour PAL, SECAM et NTSC ;

— bascule PAL et SECAM et inverseur PAL ;

— circuit d'identification SECAM : ligne, trame ou ligne et trame combiné ;

— oscillateur à quartz à fréquence double : circuit PLL et diviseur pour la fréquence de référence ;

— correction de teinte en NTSC ;

— commutateur de service.

Les entrées-sorties de commutation de standard

On dispose de 3 entrées/sorties et d'une entrée affectées de la manière suivante aux divers standards :

PAL et NTSC : entrée/sortie borne 28 ;

SECAM : entrée/sortie borne 27 ;

NTSC 3.58 : entrée/sortie borne 26 ;

NTSC 4.43 : entrée borne 25.

A l'état inactif, les tensions présentes sur ces broches sont inférieures à 0,5 V. Pendant la période de recherche, la couleur est coupée et ces tensions valent 2,5 V. Dès qu'un standard a été reconnu une des 3 bornes de sortie passe à l'état actif : 6 V. Pour forcer un standard il suffit d'appliquer sur l'une des entrées une tension supérieure à 9 V.

Le temps de retard pour le début de la recherche dure de 2 à 3 trames, la couleur est coupée pendant 0 ou 1 trame et la mise en service couleur s'effectue pendant 2 ou 3 trames. Chacune des trois sorties peut fournir un courant maximal de 3 mA.

La durée de recherche pour chaque standard vaut 4 trames. La séquence de recherche est la suivante : PAL - SECAM - NTSC 4.43 - NTSC 3.58.

L'identification en SECAM

On sait qu'en SECAM l'identification utilisée jusqu'en 80 était l'identification trame. Ce principe tend à être abandonné pour libérer les premières lignes de chaque trame - transmission de signaux Antiope.

Malgré tout, les émissions TF 1, ANT 2, et FR 3 comportent encore les signaux d'identification trame, et ceci pour permettre aux anciens téléviseurs, fonctionnant grâce à l'identification trame d'interpréter correctement les signaux de chrominance. Mais les émissions en VHF : Canal Plus, Antiope sont dépourvues de signaux d'identification trame.

Pour que le circuit TDA 4550 fonctionne dans tous les cas, il devra être câblé en identification ligne. Le choix de l'identification s'effectue grâce à la tension appliquée à la broche 23.

Identification ligne $V_{23} < 2$ V, identification mixte ligne et trame $V_{23} = 6$ V ou borne 23 non connectée. Identification trame $V_{23} > 10$ V. En identification ligne, les cinq émissions citées précédemment déclenchent les circuits couleur, dans les deux autres cas seuls TF 1, ANT 2 et FR 3 activent les circuits chroma.

Le détecteur d'impulsion « Sandcastle »

En princppe le circuit TDA 4550 doit recevoir une impulsion « sandcastle » à trois niveaux. Cette impulsion est envoyée à la broche 24. Le premier niveau dure pendant le retour trame et doit être compris entre 2 et 3 V.

Le deuxième niveau correspond à l'impulsion ligne et est compris entre 4 et 5 V et finalement le troisième niveau correspond à l'extraction de la salve et doit être supérieur à 8 V et inférieur à la tension d'alimentation.

Nous n'avons que fort peu de renseignements sur le traitement et l'emploi de ces impulsions. L'expérience nous a montré que le circuit était incapable de fonctionner avec

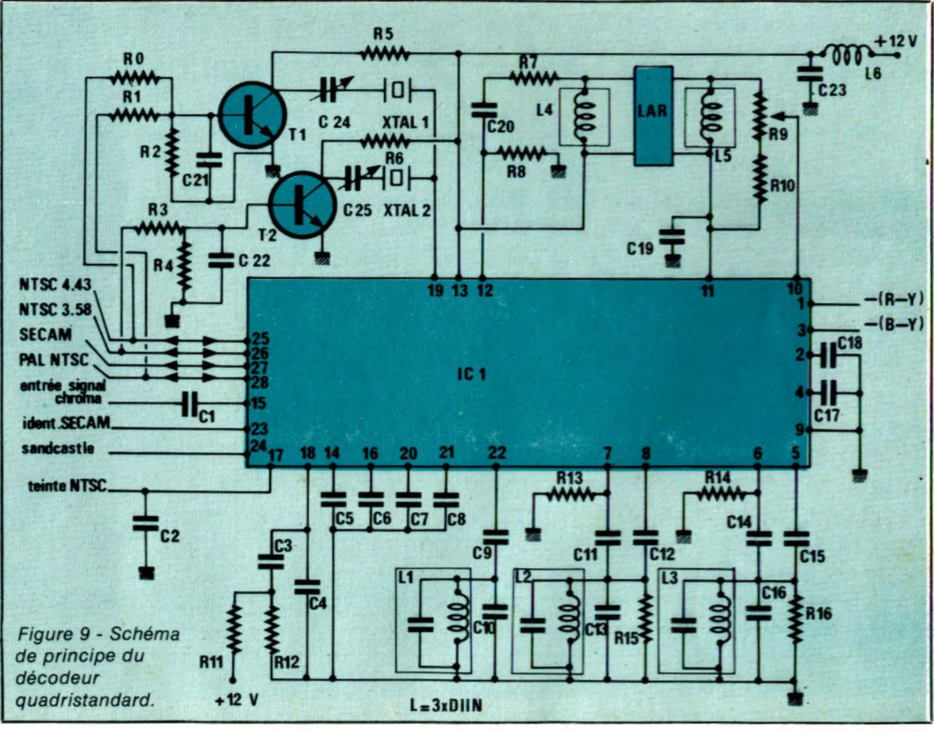


Figure 9 - Schéma de principe du décodeur quadristandard.

Suite page 36

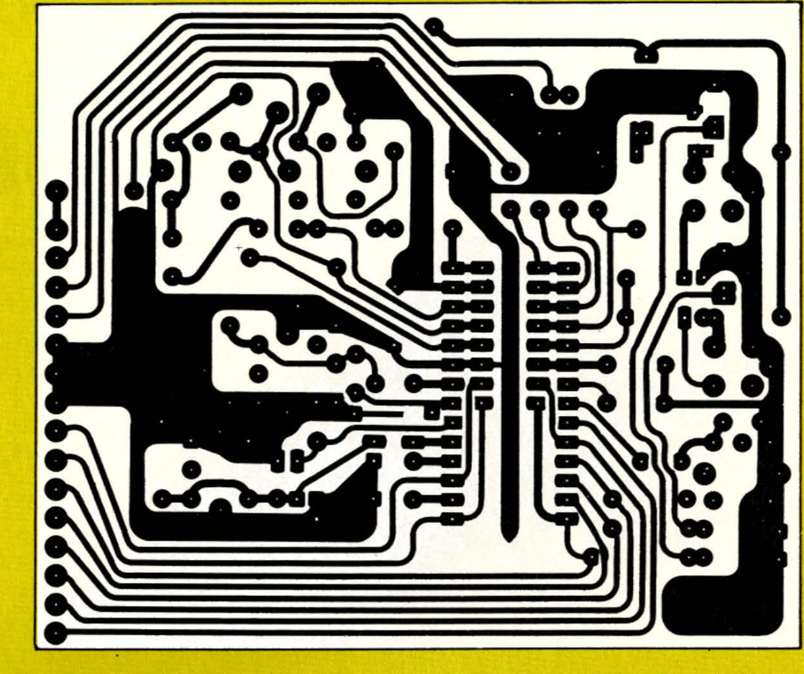
Réalisation

Suite de la page 33

le seul troisième niveau, la séquence de recherche démarrant probablement avec une impulsion trame, ces mêmes impulsions étant employées pour piloter la séquence de recherche.

Entrée du réglage de teinte/Entrée de service

Ces actions combinées sont dues à la tension appliquée sur la broche 17 du circuit. Lorsque la tension appliquée est comprise entre 2 et 10 V on agit sur la teinte. Lorsque la tension est inférieure à 1 V ou supérieure à 11 V cette entrée est une entrée dite de service - mise au point, maintenance -. Pour $V_{17} < 1$ V l'oscillateur est déverrouillé et pour $V_{17} > 11$ V on inhibe le réglage de teinte.



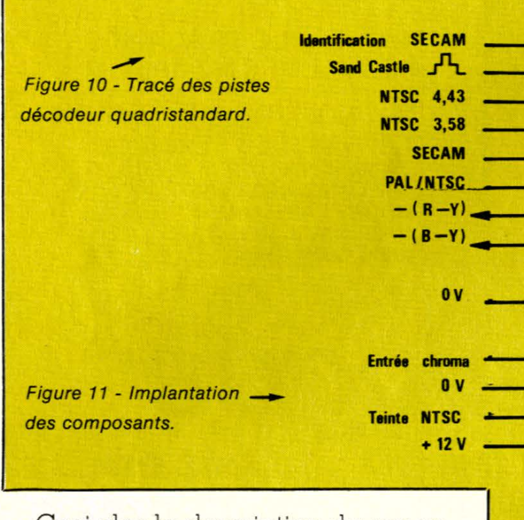
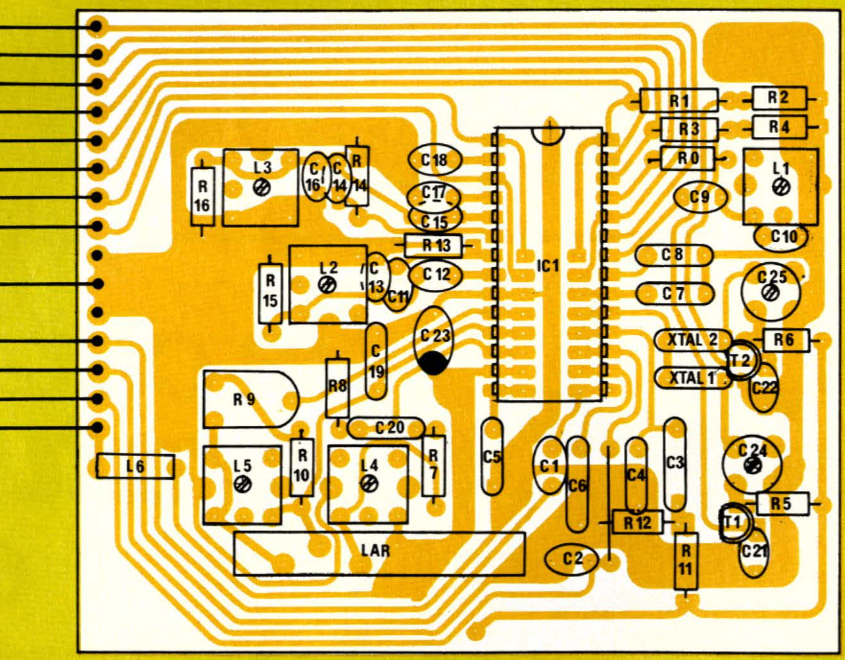


Figure 10 - Tracé des pistes décodeur quadristandard.

Figure 11 - Implantation des composants.



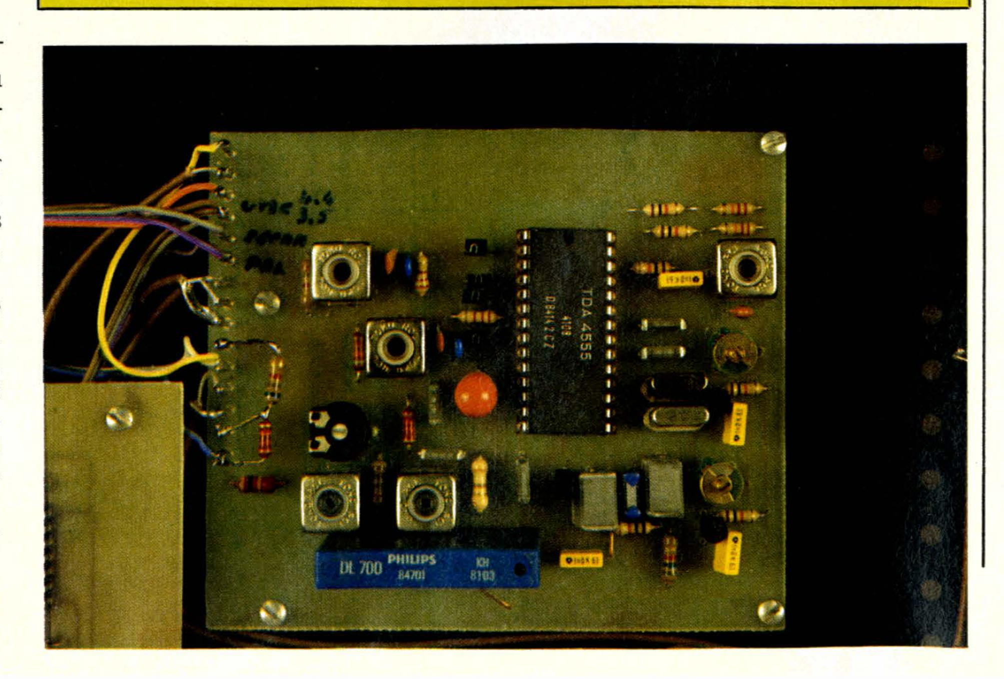
Ceci clos la description du synoptique interne du TDA 4550 et nous pouvons passer à la réalisation pratique.

Réalisation pratique

Le schéma de principe du cœur du décodeur est représenté à la **figure 9.**

Pour une utilisation en décodeur tristandard PAL, SECAM, NTSC 4.43, les composants suivants ne seront pas implantés : R_3, R_4, R_6, C_{22}, C_{25}, T_2 et $XTAL_2$.

On reconnait les quatre entrées de commande de commutation forcée, l'entrée du signal de chrominance, l'entrée identification SECAM, qui sera mise à zéro, l'entrée de l'impulsion sandcastle recevant un signal issu de la platine de filtrage, l'entrée de commande de teinte en NTSC. Cette dernière entrée sera polarisée par un pont de résistances externe.



Pour diminuer la diversité des composants employés, tous les transformateurs TOKO de cette platine sont identiques, du type D 11 N.

L_1 est destiné au circuit d'identification, L_2 et L_3 aux discriminateurs (R – Y) et (B – Y) et L_4 et L_5 à l'adaptation de la ligne à retard.

Les transformateurs TOKO DIIN sont constitués par un enroulement de 38 spires entre les broches 1 et 3 donnant une self de 10,2 µH. Une capacité de 82 pF est placée en parallèle sur la self. Cette capacité sera supprimée pour les selfs L_4 et L_5. Dans les autres cas une capacité additionnelle de 68 pF décalera la plage de réglage et centrera celle-ci autour de 4,2 MHz.

Le tracé des pistes de la platine principale du décodeur quadristandard est représenté à la **figure 10** et l'implantation des composants correspondante à la **figure 11.**

Le filtrage

Dans le chapitre consacré à la théorie du décodage, nous avons vu que dans tous les cas nous avions besoin d'un filtre, acceptant à l'entrée le signal vidéocomposite et délivrant en sortie : le signal de chrominance et le signal de luminance. Quel que soit le standard, il faut donc envoyer au circuit intégré TDA 4550 le seul signal de chrominance. Pour chaque standard il faut donc mettre en service deux filtres appropriés : un filtre de chrominance et un filtre de luminance.

Le schéma de principe de ces filtres et de leur système de commutation associé est représenté à la **figure 12.** Le signal vidéocomposite attaque l'entrée de six filtres passifs : trois filtres de luminance et trois filtres de chrominance. Les filtres sont, bien sûr, actionnés deux par deux : mise en service simultanée du filtre de luminance et du filtre de chrominance propre à un standard.

En PAL et NTSC 4.43 les filtres sont identiques, le même filtre est donc mis en service par la présence de l'un ou l'autre des standards.

Si le standard NTSC 3.58 n'est pas utilisé, ce qui sera généralement le cas, les composants suivants ne seront pas implantés : R_{65}, R_{68}, R_{70}, R_{72}, R_{80}, R_{83}, D_{28}, R_{86}, T_{12}, T_{16}, L_{13}, L_{14}, L_{15}, C_{43}, C_{45}, C_{48}, C_{49}, C_{53}, C_{56}.

Les filtres de chrominance

Pour le standard SECAM le filtre de chrominance, filtre en cloche est constitué par R_{67}, L_8 et C_{47}. Le circuit résonant est accordé sur 4286 kHz. Pour les standards PAL et NTSC 4.43 on a recours à un filtre passe-bande d'une structure légèrement plus complexe : le signal de chrominance est disponible sur le secondaire de L_{12} : aux bornes de R_{69}. L_{12} sera réglée de manière à centrer le filtre passe-bande autour de 4433 kHz. Pour le standard NTSC à 3,58 la structure employée est la même mais le passe-bande est centré sur 3579 kHz.

Les filtres de luminance

En PAL et en NTSC il n'est pas possible de réaliser simplement un filtre en peigne. Nous avons donc recours à une structure beaucoup plus simple : un filtre passe-bas constitué par L_{10}, R_{66} et R_{71} associé à un filtre réjecteur constitué par L_{11}, C_{50} C_{51} et R_{73}.

En PAL et NTSC 4.43, le réjecteur sera centré sur 4433 kHz et la fréquence de coupure du filtre passe-bas amenée au voisinage de 4 500 kHz. En NTSC3.58, la même structure est utilisée mais le réjecteur est centré sur 3579 kHz et le filtre passe-bas au voisinage de 3 700 kHz.

Le filtre de luminance mis en service en SECAM utilise trois sections différentes. Les deux premières sont le filtre passe-bas et le réjecteur employé en PAL et NTSC 4.43. La troisième cellule est constituée par L_9, C_{52}, R_{74} et R_{75} et forme un réjecteur qui sera centré sur 4286 kHz.

Les filtres sont hors service lorsque les entrées de commande sont à un niveau inférieur à 1 V, et en service pour un niveau supérieur à 6 V. Ce niveau de tension est fourni, soit directement par le TDA 4550 en mode automatique soit par une source externe en mode commutation forcée.

Figure 12 - Schéma de principe du filtre de luminance et de chrominance adapté aux quatre standards.

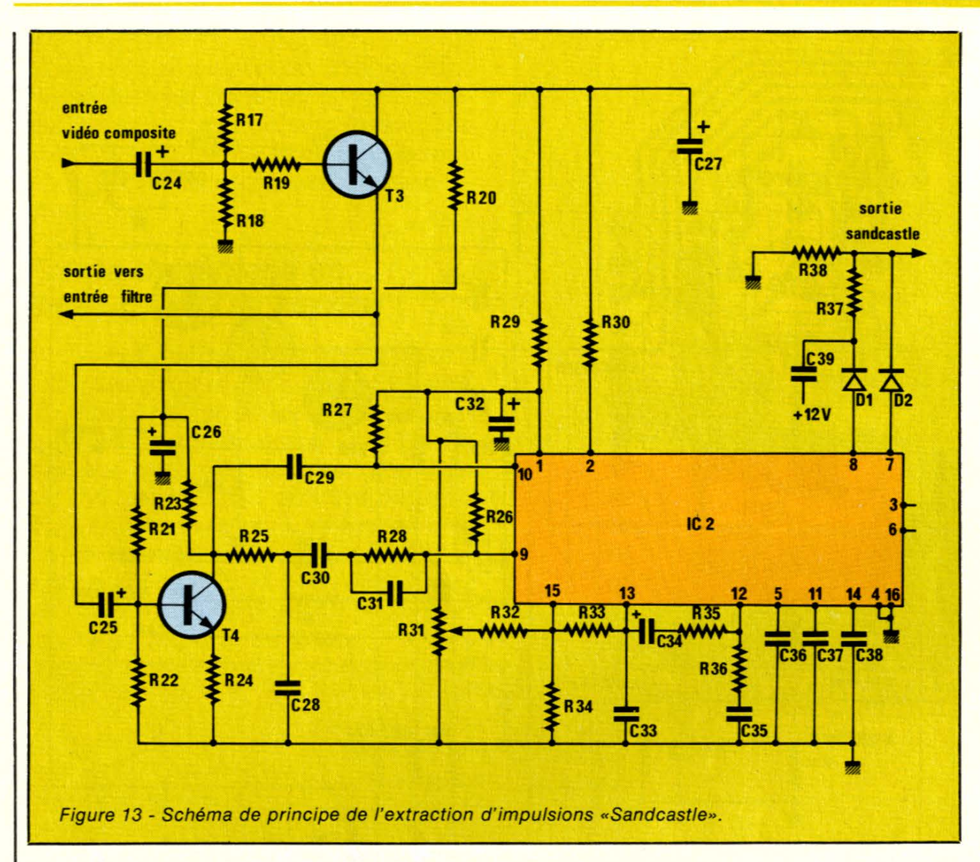


Figure 13 - Schéma de principe de l'extraction d'impulsions «Sandcastle».

Détection de l'impulsion « scandcastle »

Au cours de la description du synoptique du TDA 4550 nous avons vu que le système devait fonctionner grâce à une impulsion « scandcastle » auxiliaire à trois niveaux mais qu'il était possible de se contenter des deux niveaux extrêmes : retour trame et enveloppe de la salve. Nous verrons que le niveau intermédiaire est assez facile à générer mais ne change en rien le fonctionnement du circuit. Le schéma de principe utilisé pour l'extraction de l'impulsion est représenté à la **figure 13.** On a recours à un classique TDA 2593 précédé par un ampli de gain – 3. On récupère à la broche 8 une impulsion de synchronisation de trame, à la broche 7 l'enveloppe de la salve et une impulsion « scandcastle » à deux niveaux lorsque la broche 6 reçoit l'impulsion de retour ligne. La fréquence centrale du VCO est ajustée au moyen de R_{31}, on amènera celle-ci au voisinage de 15 625 Hz au repos, en l'absence de signal vidéocomposite. Le signal utilisable par le TDA 4550 est obtenu par sommation - diodes D_1 et D_2 - de l'impulsion de synchronisation trame et de l'enveloppe de salve. La reconstitution d'une impulsion « scandcastle » à trois niveaux peut être effectués de la manière suivante :

— placer une résistance de 10 kΩ entre les bornes 3 et 6, sortie impulsion ligne et entrée retour ligne ;

— alimenter la borne 4 du circuit par la tension d'alimentation et non plus le zéro électrique ;

— alimenter la borne 5 du TDA 2593 par la tension issue d'un potentiomètre recevant la tension d'alimentation. Régler la tension de polarisation de la broche 5 pour faire coïncider au mieux l'impulsion ligne et le retour trame.

Cette solution a été essayée avec succès mais n'apporte rien au fonctionnement. Les circuits de filtrage et le circuit d'extraction d'impulsion « scandcastle » sont étroitement imbriqués et pour cette raison sont implantés sur le même circuit imprimé dont le tracé des pistes est donné à la **figure 14** et l'implantation des composants à la **figure 15.**

Le raccordement des circuits

Le signal vidéocomposite à traiter est appliqué à l'entrée correspondante de la platine de filtrage qui délivre :

— une sortie chrominance, une sortie sandcastle vers la platine principale ;

— une sortie luminance vers la sortie du décodeur quadristandard.

On trouve en outre :

— trois entrées de commutation NTSC 3.58, SECAM PAL NTSC 4.43 recevant les informations de la platine principale ou d'une platine de commutation forcée - facultative.

Platine de commutation automatique/manuel

Le schéma de principe du circuit de commande et de visualisation de commutation de standard est représenté à la **figure 16.**

A la mise sous tension, les quatre bascules D correspondant aux interrupteurs fugitifs K_1, K_2, K_3 et K_4 sont mise à zéro par la mise à 1 de la cinquième bascule - correspondant à K_5. Le système fonctionne alors en automatique. Si l'on applique un vidéosignal à l'entrée du décodeur, celui-ci après serutation, reconnaît le standard, une des sorties de commutation broche 25, 26, 27 ou 28 passe à l'état actif et une des diodes LED correspondant à K_1, K_2, K_3 et K_4 est allumée.

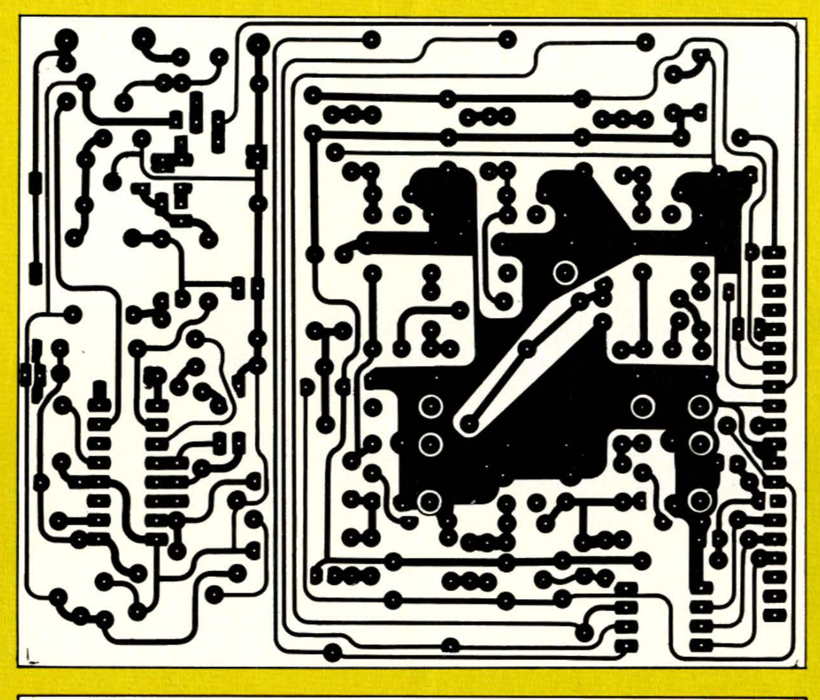
En mode automatique la diode électroluminescente correspondant à K_6 est allumée. En présence de ce même vidéosignal on peut :

— Presser une touche ne correspondant pas au standard indiqué. A ce moment le système passe en manuel - diode de K_5 éteinte -, le décodeur ne reconnaît pas le standard qu'on lui impose et l'image est en noir et blanc. Pour revenir au fonctionnement couleur il faut presser la touche automatique/manuel ou la touche correspondant au standard du vidéo signal injecté.

— Presser la touche automatique/manuel, la diode électroluminescente correspondant à K_5 s'éteint mais le système décode toujours les informations de chrominance jusqu'à ce qu'une des touches K_1, K_2, K_3 , K_4 autre que celle correspondant au standard en présence soit pressée. A ce moment, les informations de chrominance ne sont plus reconnues et plus décodées.

Cette platine est facultative mais rend de grands services au moment de la mise au point et des réglages. Les cinq diodes donnant les informations de départ en recherche, K_1, K_2, K_3, K_4 toutes éteintes et reconnaissance, une des diodes allumée. A un instant donné il ne peut y avoir que deux diodes allumées K_5 et une des diodes K_1 à K_4.

Pour la réalisation pratique on a recours à deux circuits imprimés différents : le premier dont le tracé des pistes est représenté à la **figure 17** et l'implantation des composants à la **figure 18** reçoit les compo-



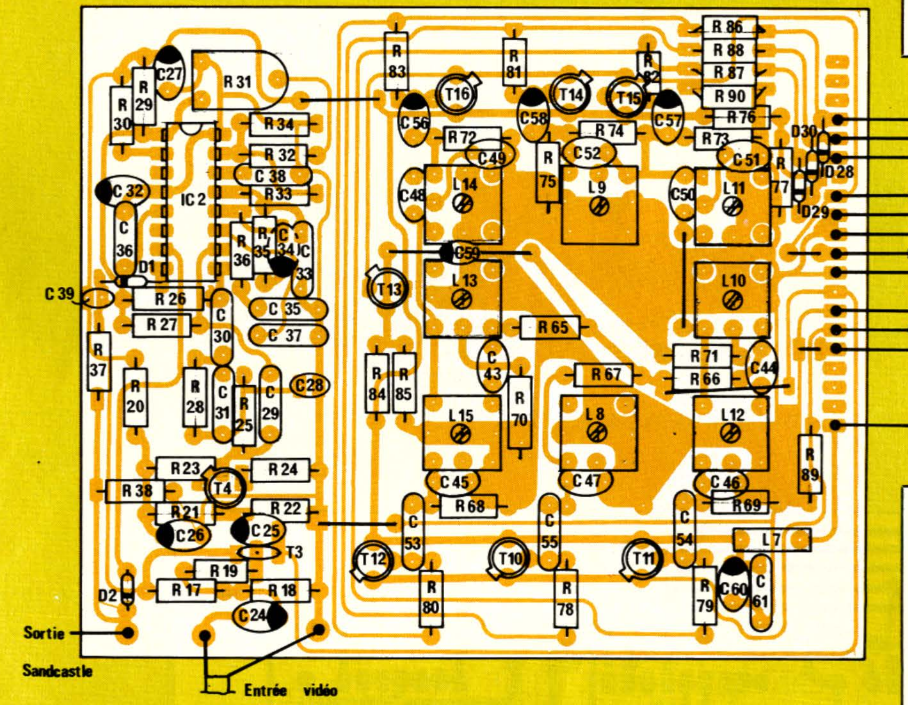
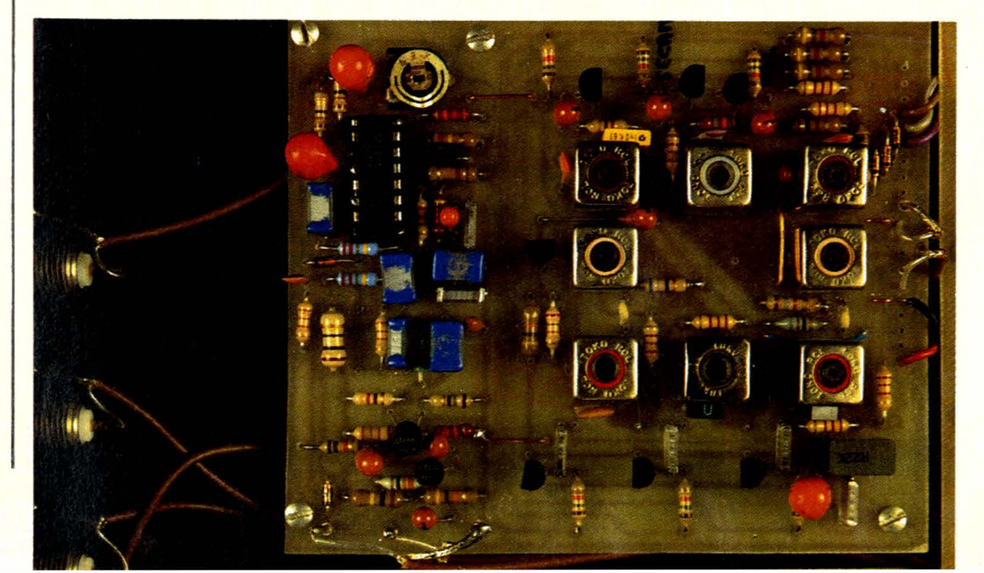


Figure 14 - Tracé des pistes filtrage luminance/chrominance extraction du signal «Sandcastle».

Figure 15 - Implantation des composants.



sants actifs ; circuits intégrés, transistors, diodes, etc. et un support de circuit intégré 16 broches destiné à la liaison avec le second circuit.

Le circuit, dont le tracé des pistes est représenté à la **figure 22** et l'implantation des composants à la **figure 23** reçoit un support de circuit intégré 16 broches - liaison avec la carte principale - Les cinq interrupteurs équipés de leur LED, type DMB 1 Jeanrenaud, et les résistances de limitation de courant de ces LED.

Les deux platines sont reliées électriquement entre elles par un cordon méplat de 16 conducteurs muni à chaque extrémité du connecteur s'adaptant dans les supports de CI.

Les quatre sorties, en provenance des diodes D_{23} à D_{26} sont reliées aux entrées/sorties du TDA 4550. L'ordre des connexions n'a aucune importance. On pourra définir cet ordre pour affecter un standard particulier à chaque interrupteur. K_1 PAL, K_2 SECAM, K_3 NTSC 4.43, K_4 NTSC 3.58 ou tout autre combinaison K_1 SECAM, K_2 NTSC 4.43, K_3 PAL, K_4 NTSC 3.58, etc.

L'alimentation

La totalité des circuits est alimentée par une source unique + 12 V. Le schéma de principe de l'alimentation, qui n'a rien d'original, est représenté à la **figure 19.** Le transformateur d'alimentation est en permanence sous tension. On utilise un modèle 2 × 6 V, 15 VA torique. On dispose d'une tension filtrée redressée de 17 V aux bornes de C_{62} ou C_{63}. Après régulation sommaire par R_{91} D_{27} et C_{64} on dispose de 12 V pour alimenter une bascule D. La sortie Q de cette bascule est connectée à

Figure 16 - Circuit de commande et de visualisation de commutation des standards.

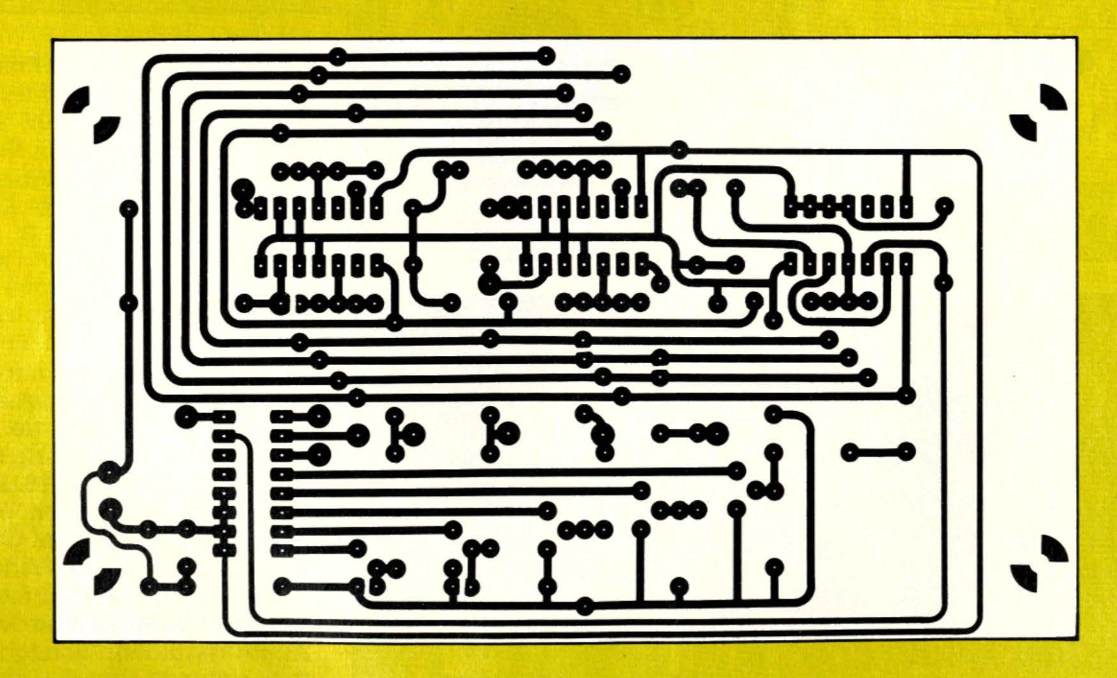


Figure 17 - Tracé des pistes du circuit de commande et de visualisation de commutation des standards.

l'entrée D. A chaque impulsion d'horloge les sorties Q et $\overline{Q}$ changeront d'état. Une des sorties est utilisée pour la fermeture du relais RE.

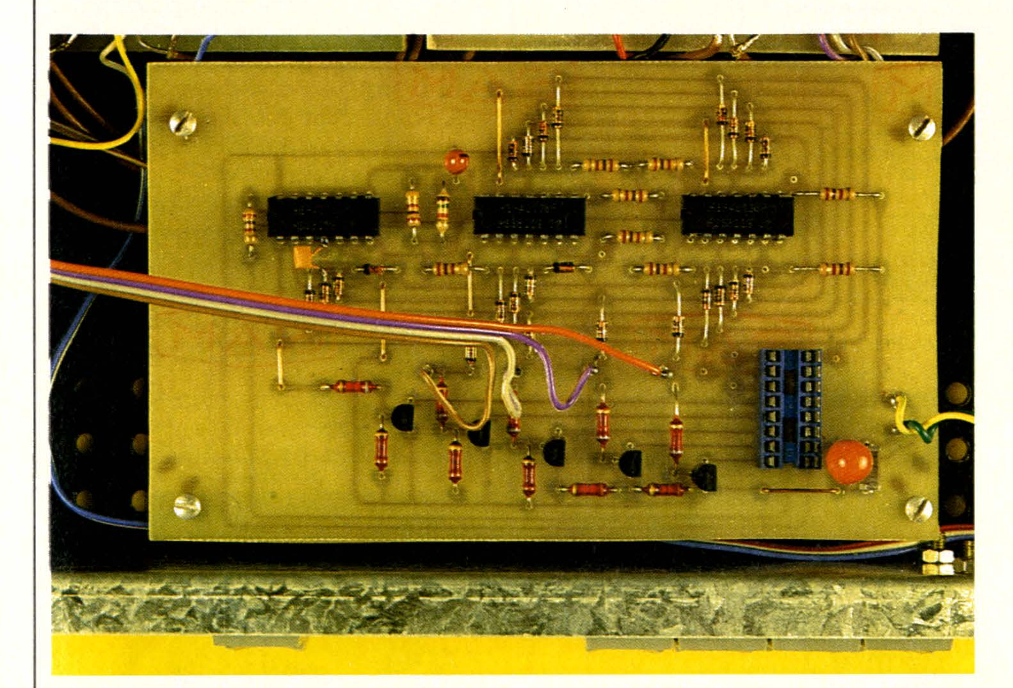
Une pression sur K_6, mise en route de l'alimentation, une seconde pression : arrêt, etc. Le régulateur 7812 se charge de fournir un courant régulé avec 12 V entre les bornes de sortie et la masse.

Le tracé des pistes du circuit d'alimentation est représenté à la **figure 20** et l'implantation des composants à la **figure 21**.

Comme pour le clavier de commutation de standard, nous utilisons un deuxième circuit recevant K_6 et la résistance de limitation de courant de la diode électroluminescente : R_{96}.

Les platines recevant les commutateurs K_1 à K_6 seront fixées sur la contre-face avant comme le montre les photos.

Malheureusement la découpe et la gravure de la face avant réalisée par M. Colas, graveur, 80, boulevard de Grenelle, 75015 Paris n'a pu être terminée pour la prise de vue et nous nous en excusons auprès de nos lecteurs.



Mise en service

Le décodeur quadristandard s'adapte très facilement au moniteur VCC 90 paru dans RPEL. Seuls quatre composants supplémentaires sont nécessaires comme le montre le schéma de la **figure 26**.

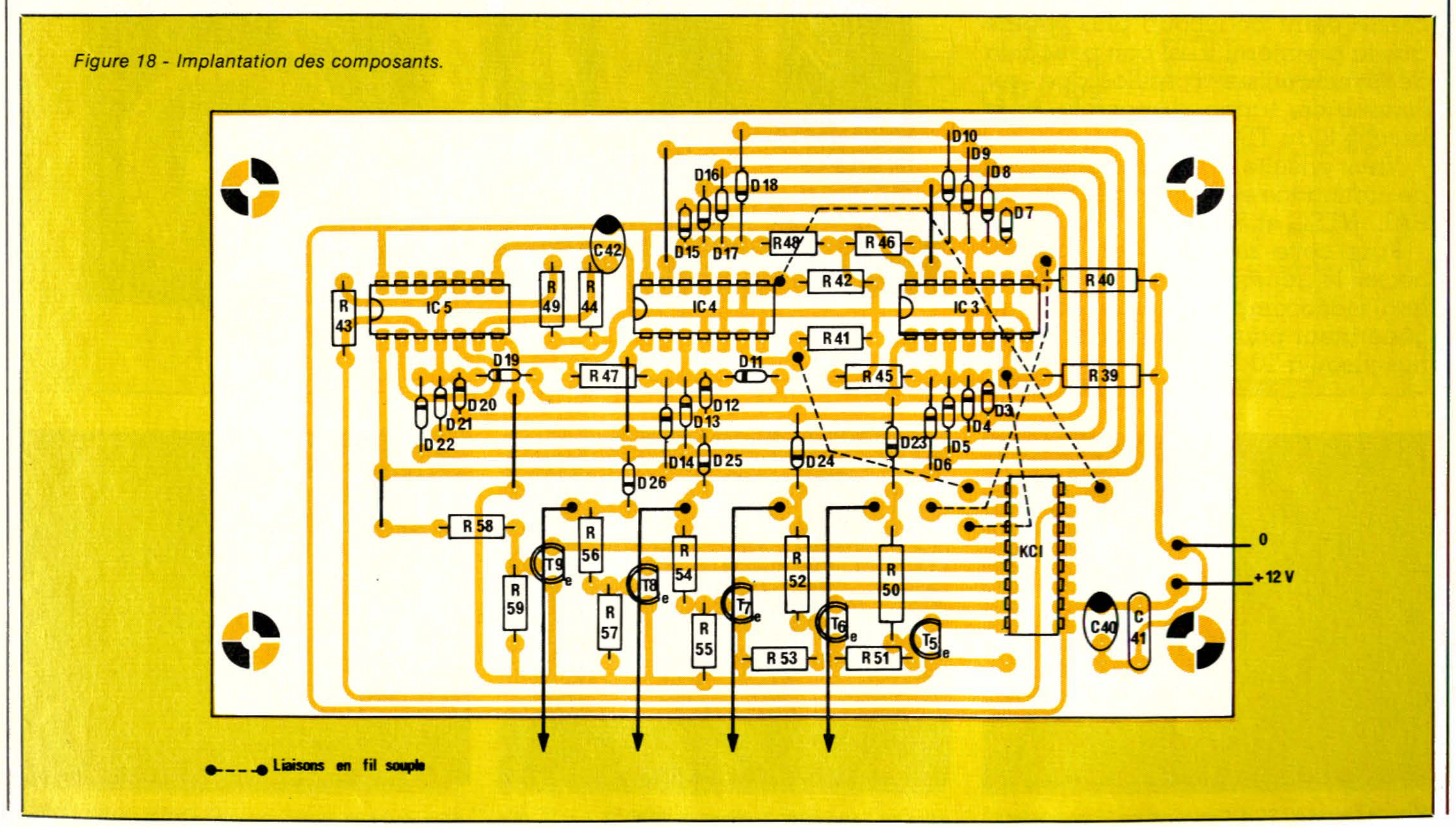
Il est possible aussi de réaliser une carte de dématriçage pour obtenir les informations R, V, B pour un moniteur. La carte de dématriçage parue dans RPEL ne peut convenir : en effet celle-ci était adaptée aux signaux Y, R–Y, B–Y, dans le cas présent nous disposons d'un décodeur fournissant Y, –(R–Y) et –(B–Y).

Les lecteurs désireux de s'orienter vers une telle solution pourront facilement dématricer ces signaux en utilisant un TDA 3500 ou un TDA 3501.

Mise au point et réglages

On dispose à l'arrière du rack d'une entrée vidéocomposite et de trois sorties : deux sorties différence de couleurs –(R–Y), –(B–Y) et une

Figure 18 - Implantation des composants.



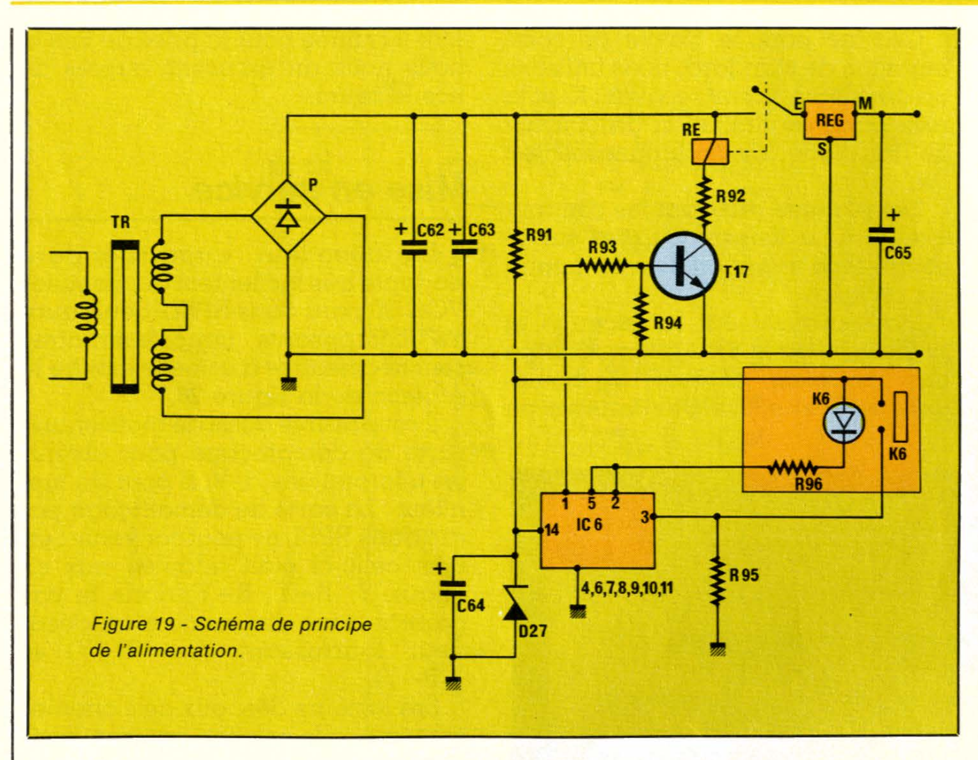


Figure 19 - Schéma de principe de l'alimentation.

sortie luminance Y. On suppose que le décodeur est relié au moniteur par un procédé quelconque : Y, différence de couleurs ou R, V, B par dématriçage. Le premier élément à régler doit impérativement être R_{31}.

En présence d'un signal vidéocomposite on règle R_{31} pour avoir un verrouillage du PLL. Cette manipulation est facile si l'on visualise l'impulsion issue de la broche 7 du TDA 2593 en mode double base de temps, l'une retardant l'autre. La seconde étant beaucoup plus rapide que la première, il est bon pour celà de synchroniser l'oscilloscope sur l'impulsion trame disponible à la borche 8 du TDA 2593.

Vient ensuite le réglage des filtres de luminance et de chrominance, en PAL, NTSC et SECAM.

Pour cette manipulation, déconnecter le générateur délivrant le signal vidéocomposite et connecter un générateur pouvant travailler en sinus jusqu'à 10 MHz.

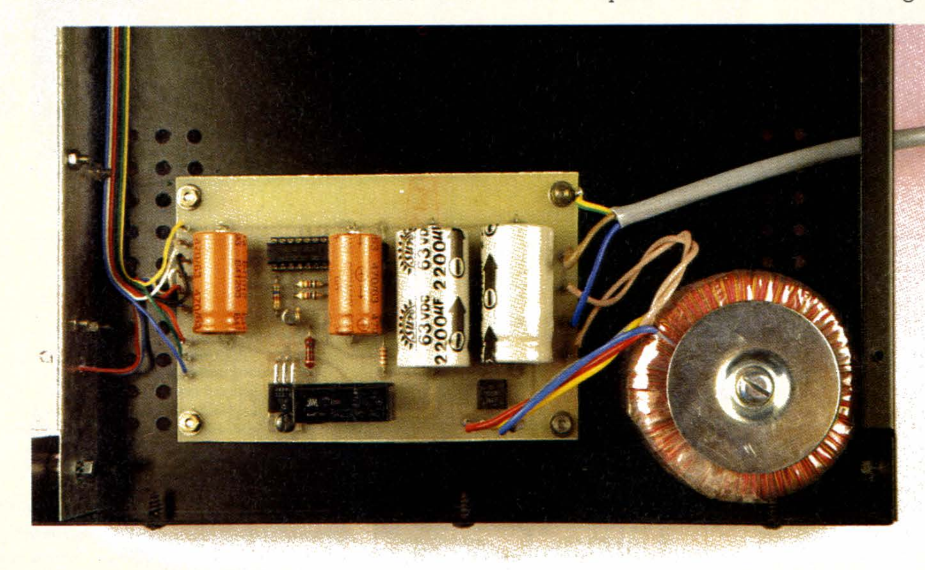
Le standard sera forcé en PAL ou NTSC 4.43. On règlera L_{10} et L_{12} pour centrer le filtre passe-bande autour de 4433 kHz en visualisant la sortie chrominance. Puis en visualisant le signal présent sur la sortie luminance on règle L_{11} pour obtenir un minimum à 4433 kHz.

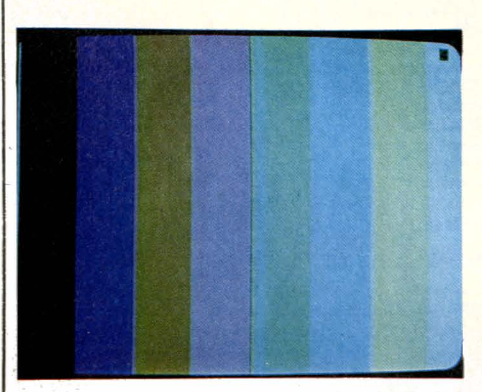
On peut alors passer en SECAM et l'on règle le filtre en cloche. L_8 pour avoir un maximum à 4286 kHz sur la sortie chrominance et par L_9 un minimum à cette même fréquence sur la sortie luminance. Appliquons maintenant un signal vidéocomposite SECAM. En mode automatique on règle L_1 pour avoir une reconnaissance du SECAM, puis L_2 et L_3 pour ajuster les discriminateur R−Y et B−Y. Pour cette manipulation, il est bon de travailler avec une mire générateur ou mire TDF. En principe L_4 et L_5 ont peu d'effet en SECAM.

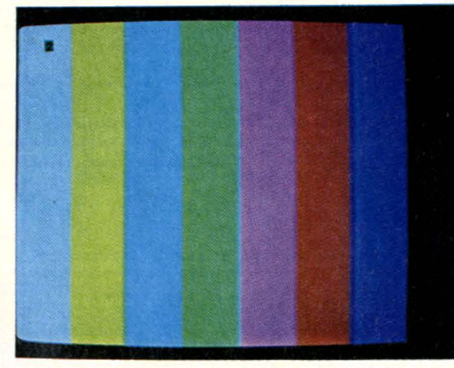
A l'aide d'un codeur PAL, micro-ordinateur ou générateur de mire, on injecte un signal vidéocomposite PAL ; on règlera alors C_{24} qui doit être assez proche de la moitié de sa valeur et L_4 et L_5.

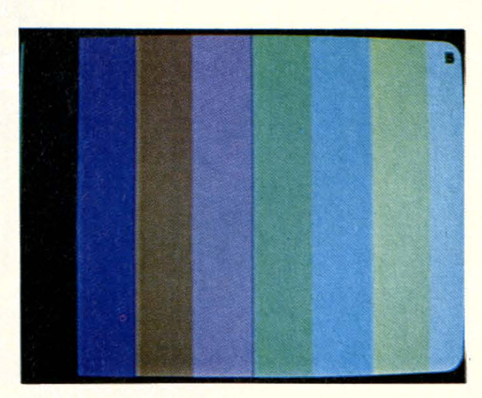
Transformation du codeur PAL en codeur NTSC 4.43

Il suffit pour cette transformation de ne pas appliquer à l'entrée inversion de phase du TEA 1002 le signal




Mire de barres NTSC 4,43 luminance 75 % inversée.


Mire de barres PAL luminance 95 %.


Mire de barres PAL luminance 75 %.

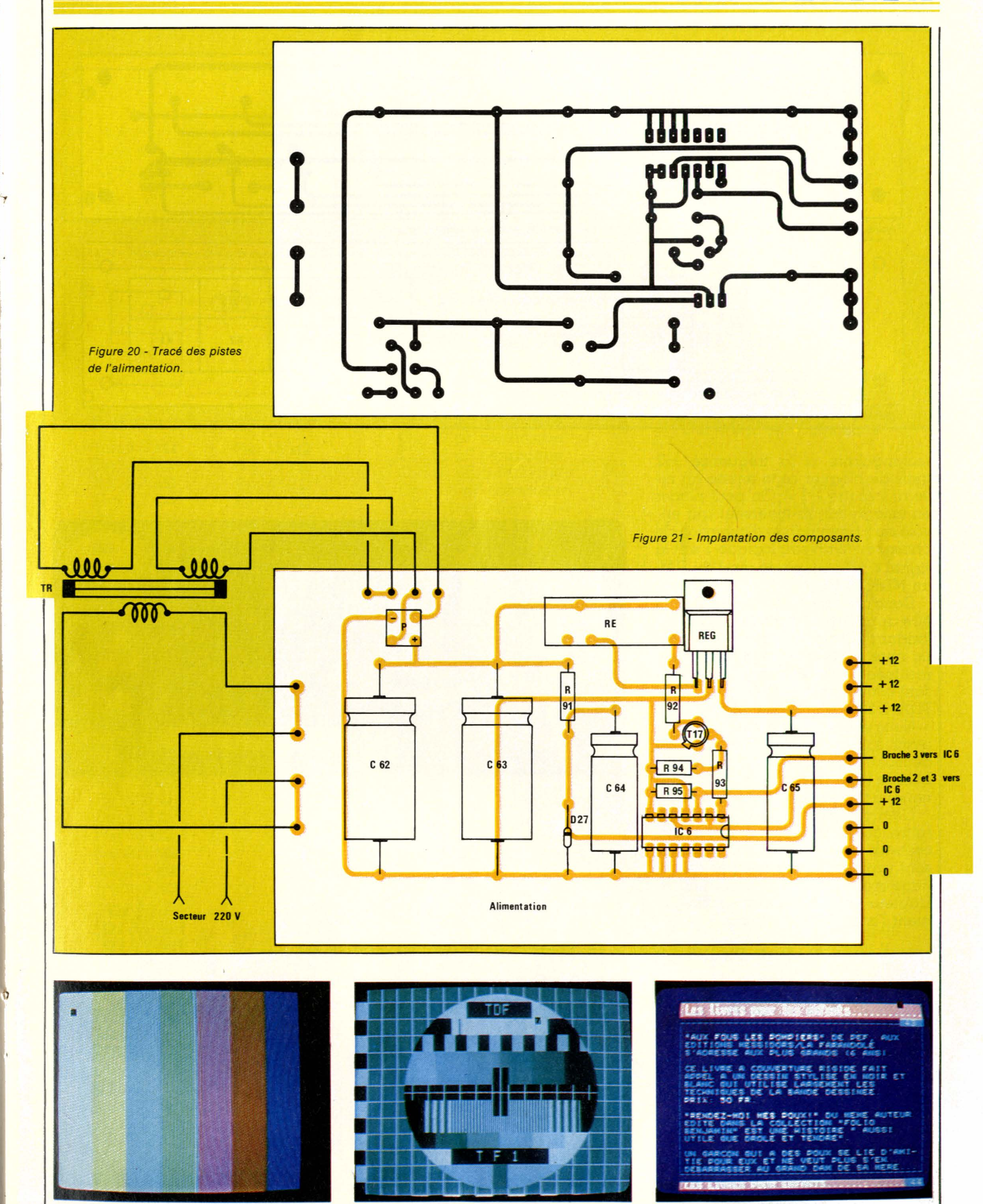


Figure 20 - Tracé des pistes de l'alimentation.

Figure 21 - Implantation des composants.

Mire de barres NTSC 4,43 luminance 95 %.

Mire TDF 1 SECAM autre standard forcé.

SECAM Antenne 2 Antiope.

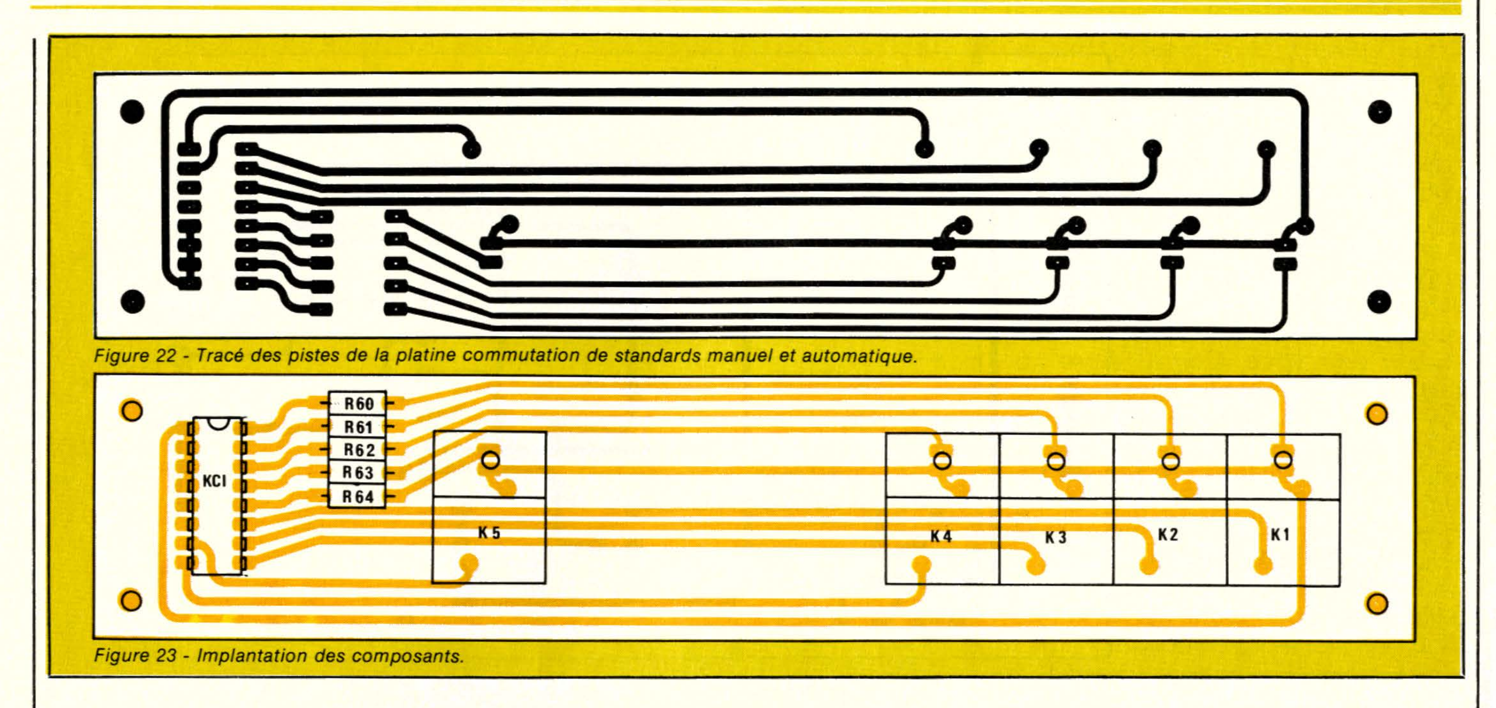


Figure 22 - Tracé des pistes de la platine commutation de standards manuel et automatique.

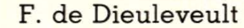
Figure 23 - Implantation des composants.

rectangulaire à la fréquence $f_H/2$ mais de bloquer cette entrée au niveau logique « 1 ». On peut placer en face avant un inverseur qui envoie sur la commande d'inversion de phase soit le niveau logique 1 soit le signal à $f_H/2$. On passe ainsi du PAL au NTSC 4.43.

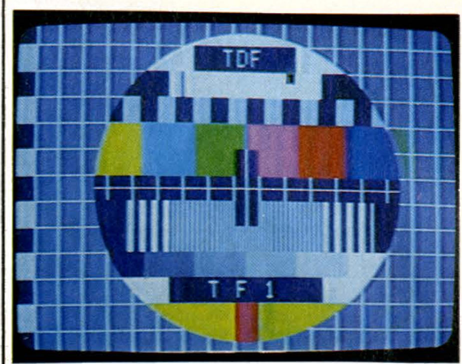
Dans ces conditions le signal peut être appliqué au décodeur quadristandard qui reconnaît le NTSC 4.43. La mire de barres de couleur n'est restituée correctement qu'en polarisant convenablement l'entrée 17 du TDA 4550 : contrôle de teinte.

Nous espérons avec ce décodeur avoir satisfait tous nos lecteurs. Le décodeur repondant à tous les problèmes que l'on peut rencontrer, nous ne reviendrons pas sur ce sujet.

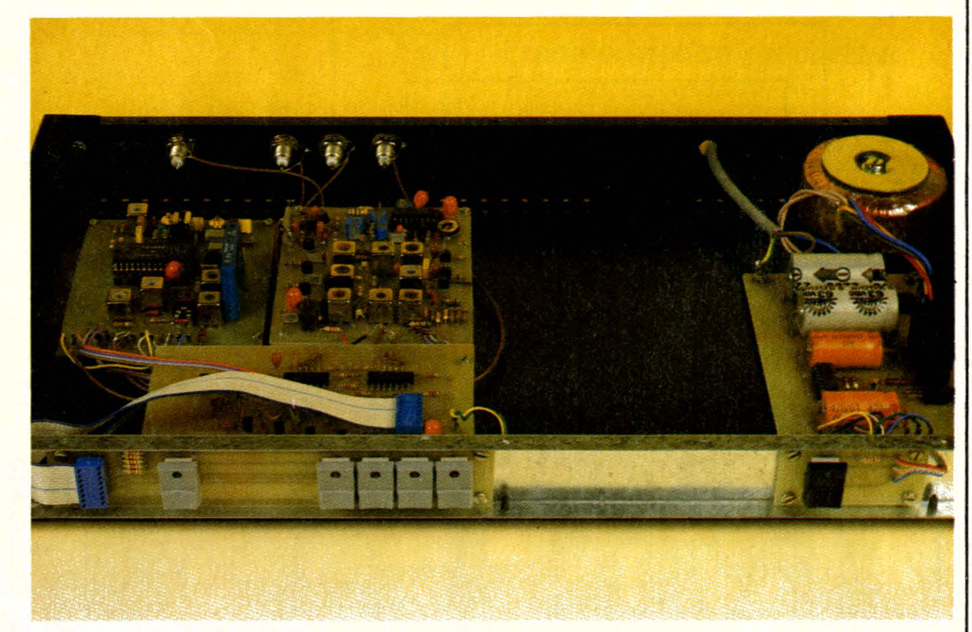
Contrairement à ce qu'il peut paraître, ce décodeur est simple et peu coûteux. Les opérations de réglages sont rapides si les principes de codage et décodage sont bien compris. L'auteur espère avoir mis suffisamment l'accent sur ce point.



F. de Dieuleveult



Mire TDF SECAM antenne intérieure (écho).



Nomenclature

Résistances 1/4 W ou 1/ W

R_0: 10 kΩ
R_1: 10 kΩ
R_2: 22 kΩ
R_3: 10 kΩ
R_4: 22 kΩ
R_5: 10 kΩ
R_6: 10 kΩ
R_7: 390 Ω
R_8: 1,2 kΩ
R_9: 220 Ω pot ajustable
R_{10}: 180 Ω
R_{11}: 5,1 kΩ
R_{12}: 10 kΩ
R_{13}: 2,2 kΩ
R_{14}: 2,2 kΩ
R_{15}: 820 Ω
R_{16}: 1,5 kΩ
R_{17}: 100 kΩ
R_{18}: 47 kΩ
R_{19}: 33 Ω
R_{20}: 12 Ω
R_{21}: 10 kΩ
R_{22}: 1,5 kΩ
R_{23}: 470 Ω
R_{24}: 150 Ω
R_{25}: 1,5 kΩ
R_{26}: 2,2 MΩ
R_{27}: 2,2 MΩ
R_{28}: 33 kΩ
R_{29}: 12 Ω
R_{30}: 12 Ω
R_{31}: 47 kΩ ajustable
R_{32}: 120 kΩ
R_{33}: 82 kΩ
R_{34}: 12 kΩ
R_{35}: 1,2 kΩ
R_{36}: 3,3 kΩ
R_{37}: 33 kΩ
R_{38}: 15 kΩ
R_{39}: 2,7 kΩ
R_{40}: 2,7 kΩ
R_{41}: 2,7 kΩ
R_{42}: 2,7 kΩ
R_{43}: 2,7 kΩ
R_{44}: 15 kΩ
R_{45}: 2,7 kΩ
R_{46}: 2,7 kΩ
R_{47}: 2,7 kΩ
R_{48}: 2,7 kΩ
R_{49}: 2,7 kΩ
R_{50}: 8,2 kΩ
R_{51}: 1,2 kΩ

Figure 24 - Tracé des pistes de la platine de commutation arrêt marche.

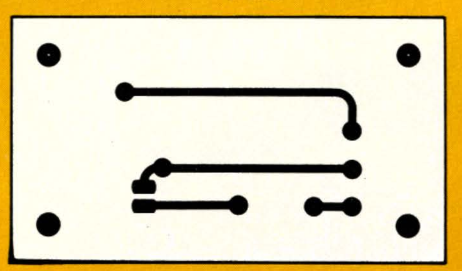
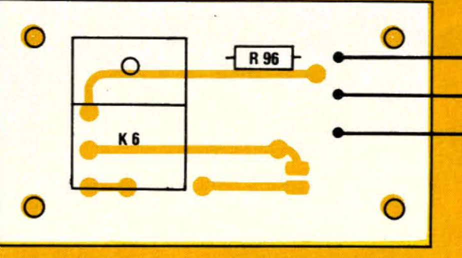


Figure 25 - Implantation des composants.



R_{52}: 8,2 kΩ
R_{53}: 1,2 kΩ
R_{54}: 8,2 kΩ
R_{55}: 1,2 kΩ
R_{56}: 8,2 kΩ
R_{57}: 1,2 kΩ
R_{58}: 8,2 kΩ
R_{59}: 1,2 kΩ
R_{60}: 3,3 kΩ
R_{61}: 3,3 kΩ
R_{62}: 3,3 kΩ
R_{63}: 3,3 kΩ
R_{64}: 3,3 kΩ
R_{65}: 68 Ω
R_{66}: 68 Ω
R_{67}: 2,2 kΩ
R_{68}: 2,2 kΩ
R_{69}: 2,2 kΩ
R_{70}: 1,8 kΩ
R_{71}: 1,8 kΩ
R_{72}: 470 Ω
R_{73}: 560 Ω
R_{74}: 18 kΩ
R_{75}: 3,3 kΩ
R_{76}: 2,2 kΩ
R_{77}: 1,8 kΩ
R_{78}: 15 kΩ
R_{79}: 15 kΩ
R_{80}: 15 kΩ
R_{81}: 15 kΩ
R_{82}: 15 kΩ
R_{83}: 15 kΩ
R_{84}: 47 kΩ
R_{85}: 27 kΩ
R_{86}: 4,7 kΩ
R_{87}: 4,7 kΩ
R_{88}: 4,7 kΩ
R_{89}: 2,2 kΩ
R_{90}: 2,2 kΩ
R_{91}: 3,3 kΩ
R_{92}: 150 Ω
R_{93}: 5,6 kΩ
R_{94}: 1 kΩ
R_{95}: 1 kΩ
R_{96}: 3,3 kΩ

Condensateurs

C_{1}: 220 pF céramique
C_{2}: 1 nF céramique
C_{3}: 0,33 µF MKH
C_{4}: 47 nF MKH
C_{5}: 22 nF MKH
C_{6}: 0,33 µF MKH
C_{7}: 22 nF MKH
C_{8}: 22 nF MKH
C_{9}: 1 nF céramique
C_{10}: 68 pF céramique
C_{11}: 22 pF céramique
C_{12}: 68 pF céramique
C_{13}: 68 pF céramique
C_{14}: 22 pF céramique
C_{15}: 68 pF céramique
C_{16}: 68 pF céramique
C_{17}: 150 pF céramique
C_{18}: 150 pF céramique
C_{19}: 10 nF MKH
C_{20}: 10 nF MKH
C_{21}: 1 nF céramique
C_{22}: 1 nFcéramique
C_{23}: 47 µF/16 V tantale
C_{24}: 10 µF/10 V tantale
C_{25}: 10 µF/10 V tantale
C_{26}: 47 µF/16 V tantale
C_{27}: 47 µF/16 V tantale
C_{28}: 100 pF céramique
C_{29}: 0,47 µF MKH
C_{30}: 0,47 µF MKH
C_{31}: 4,7 nF MKH
C_{32}: 47 µF/16 V tantale
C_{33}: 10 nF MKH
C_{34}: 4,7 µF/10 V tantale
C_{35}: 0,47 µF MKH
C_{36}: 0,22 µF MKH
C_{37}: 0,1 µF MKH
C_{38}: 4,7 nF MKH
C_{39}: 4,7 nF céramique
C_{40}: 47 µF/16 V tantale
C_{41}: 0,1 µF MKH
C_{42}: 10 µF/16 V tantale
C_{43}: 820 pF céramique
C_{44}: 820 pF céramique
C_{45}: 470 pF céramique
C_{46}: 270 pF céramique
C_{47}: 330 pF céramique
C_{48}: 39 pF céramique
C_{49}: 1,2 nF céramique
C_{50}: 27 pF céramique
C_{51}: 820 pF céramique
C_{52}: 56 pF céramique
C_{53}: 10 nF MKH
C_{54}: 10 nF MKH
C_{55}: 10 nF MKH
C_{56}: 10 µF/10 V tantale
C_{57}: 10 µF/10 V tantale
C_{58}: 10 µF/10 V tantale
C_{59}: 10 µF/10 V tantale
C_{60}: 47 µF/16 V tantale
C_{61}: 0,1 µF MKH
C_{62}: 2200 µF/40 V chimique
C_{63}: 2200 µF/40 V chimique
C_{64}: 470 µF/40 V chimique
C_{65}: 470 µF/40 V chimique

Selfs TOKO

L_{1}: D 11 N
L_{2}: D 11 N
L_{3}: D 11 N
L_{4}: D 11 N voir texte
L_{5}: D 11 N voir texte
L_{6}: 220 µH
L_{7}: 220 µH
L_{8}: A2
L_{9}: D 11 N
L_{10}: KXNK 3335 R
L_{11}: KXNK 3333 R
L_{12}: KACS 4520 A
L_{13}: KXNK 3335 R
L_{14}: KXNK 3333 R
L_{15}: KACS 4520 A

Transistors

T_{1}: BC 548 B
T_{2}: BC 548 B
T_{3}: BC 548 B
T_{4}: BC 548 B
T_{5}: MPSA 18
T_{6}: MPSA 18
T_{7}: MPSA 18
T_{8}: MPSA 18
T_{9}: MPSA 18
T_{10}: BC 546 B
T_{11}: BC 546 B
T_{12}: BC 546 B
T_{13}: BC 546 B
T_{14}: BC 546 B
T_{15}: BC 546 B
T_{16}: BC 546 B
T_{17}: 2N 2222

Circuit intégré

IC_{1}: TDA 4550 ou TDA 4555
IC_{2}: TDA 2593
IC_{3}: HEF 4013
IC_{4}: HEF 4013
IC_{5}: HEF 4013
IC_{6}: HEF 4013

Diodes

D_{1}, D_{26}: 1N 4148
D_{27}: Zener 12 V
D_{28}, D_{30}: 1N 4148

REG : régulateur 12 V 1A TD 220
RE : Relais OMRON 12 V
K_{1} à K_{4} : Interrupteurs Jeanrenaud DMB1
led rouge cabochon gris
K_{5} : DMB1
led verte cabochon gris
K_{6} : DMB1 led verte cabochon noir
TR : transfo torique 2 × 6 V 15 VA
P : Pont redresseur 100 V 1A
LAR : ligne à retard 64 µs DL 710 RTC
RACK : ESM 1 UNITE

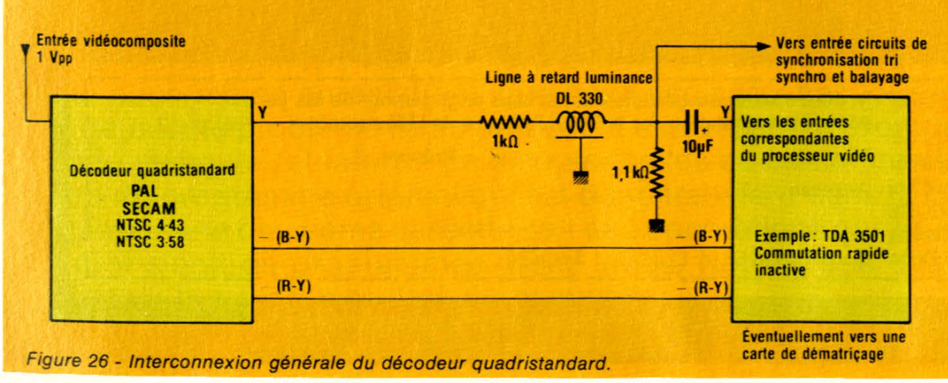


Figure 26 - Interconnexion générale du décodeur quadristandard.

Circuit de mise en forme des signaux issus de cassettes et destinés à un ordinateur

temps: ⌛ ⌛
difficulté:
dépense: $

Les possesseurs de micro-ordinateur ont sans doute été confrontés aux problèmes d'enregistrement de leurs programmes sur magnétophone au moins une fois (si ce n'est plusieurs) à moins bien entendu qu'il n'ait fait l'acquisition simultanée d'un micro-ordinateur et d'un magnétophone qualifié de numérique pour la circonstance par les fabricants. Si ce n'est pas le cas et à moins d'avoir une chance digne d'un gagnant du 1er rang au Loto national, il y a fort à parier que nombreux sont les programmes qui ont connus des recopies fastidieuses et parsemées d'embûches surtout si ceux-ci avaient été enregistrés en vitesse rapide. Ce fut notre cas (et celui de nombreux amis que nous connaissons) il y a quelques mois avant que nous ne mettions au point le module que nous décrivons un peu plus loin.

Nous avons surtout noté que les problèmes surviennent principalement lors des transferts du magnétophone vers le micro-ordinateur et ceci aussi bien pour des cassettes que nous avions nous-même enregistrées que pour des cassettes louées à des magasins spécialisés.

Un deuxième problème lié au précédent est la recopie éventuelle de cassettes (les notres bien entendu puisqu'il est interdit de recopier celles du commerce !). Cette opération nécessite une lecture du programme original qui est donc transféré dans la mémoire de l'ordinateur puis une recopie sur une deuxième cassette soit deux opérations qui peuvent devenir fastidieuses dans le cas où il s'agit de programmes assez longs. Notons que cette opération en deux temps est irréalisable avec les cassettes du commerce.

C'est donc pour remédier à ces différents problèmes que nous vous proposons de réaliser le montage suivant.

Réalisation

Schéma de principe

Celui-ci est donné à la **figure 1** et ne nécessite que deux circuits intégrés, des AOP de type TL 081.

Le premier de ces AOP (IC_1) est monté en amplificateur de gain réglable par le potentiomètre P et de valeur $A_V = - P/R_1$. L'inversion de phase n'a ici aucune incidence sur le fonctionnement du montage. Le condensateur C_1 à pour rôle d'isoler une éventuelle composante continue issue du magnétophone M_1.

Les diodes D_1, D_2 et D_3, D_4 écrêtent le signal amplifié avant de l'appliquer à un trigger réalisé autour de IC_2. La résistance R_2 limite le courant dans les 4 diodes D_1 à D_4. Le seuil de basculement et l'hystèresis du trigger dépendent des résistances R_6, R_7 et de R_8. Nous avons choisi pour notre application de garder R_6 R_7 fixes et de faire varier R_8 qui détermine en fonction de la position de son curseur une tension de référence notée $V_{réf}$.

Le seuil de basculement et l'hystérésis sont donnés dans ce cas par les formules :

$$V_D = V_{réf} + (V_H - V_{réf}) \frac{R_6}{R_6 + R_7}$$

$$\text{et } \Delta v = (V_H - V_L) \frac{R_6}{R_6 + R_7}$$

ici V_H est voisin de $+ V_{ALIM}$ et V_L de $- V_{ALIM}$. (Voir **figure 2**)

Compte-tenu des valeurs utilisées pour notre maquette, cela nous



donne $\Delta V \cong 0{,}42$ volts et $V_D = 0{,}94\ V_{réf} + 0{,}16$ ($V_{réf}$ variable avec R_8). On pourra donc en agissant sur R_8 obtenir une symétrisation idéale des signaux issus de IC_2.

La sortie du trigger alimente un diviseur résistif qui permet d'obtenir le niveau nécessaire à l'entrée enregistrement du magnétophone M_2. L'entrée de l'ordinateur reçoit directement la tension délivrée par le trigger. Un vu-mètre reçoit le signal disponible à la sortie de IC_1 après un redressement assuré par D_5 et un filtrage sommaire dû à C_2. Le courant dans ce vumètre est réglé par R_4.

La diode Led D_6 indique par son état que le montage est sous tension. Pour finir les 2 condensateurs C_4 et C_5 découplent les piles 4,5 V servant à l'alimentation.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé **figure 3** reçoit les composants conformément au schéma d'implantation de la **figure 4.** On veillera à respecter l'orientation des composants actifs, diodes et circuits intégrés. De plus l'emploi de picots à souder est vivement re-

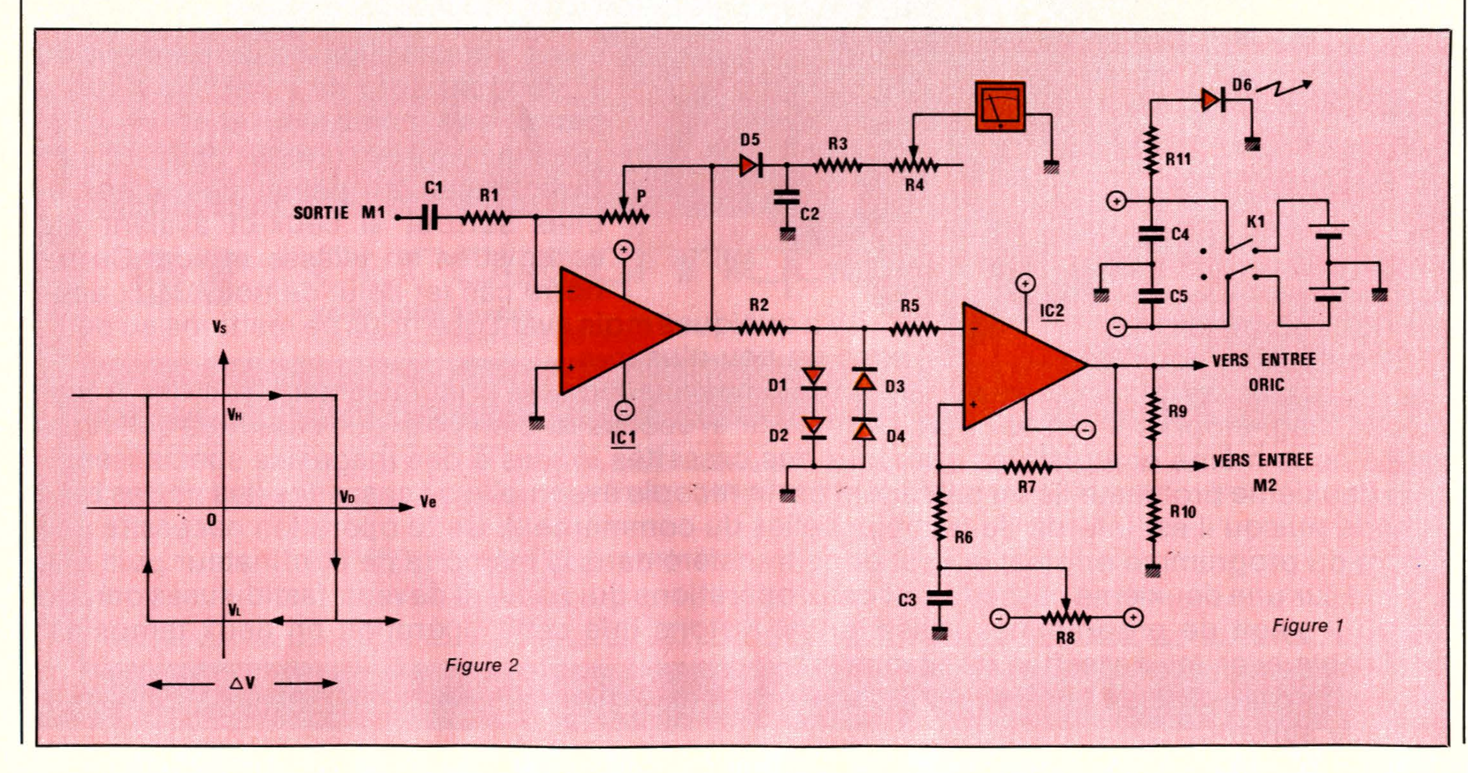


Figure 2

Figure 1

commandé pour assurer les liaisons avec les diverses bornes et interrupteurs. Ne pas oublier le strap à côté de R_{11}.

Mise en coffret

Le coffret utilisé est un modèle ESM, EM14105 de dimensions (14 × 10 × 5 cm). La face avant reçoit le potentiomètre P, le vu-mètre, la diode Led D_6, l'interrupteur K_1 et l'inverseur simple K_2 dont nous verrons le rôle dans la suite de cet article. La face arrière reçoit les 3 embases DIN 5 broches nécessaires aux connexions vers le magnétophone, l'ordinateur et un éventuel second magnétophone utilisé pour la duplication de programmes. Le circuit imprimé est fixé à l'aide de vis et écrous sur le fond du boîtier et les piles à la coquille supérieure.

Interconnexion et réglages

Sur la **figure 5** nous avons représenté les 3 embases DIN et les divers composants non fixés sur le circuit imprimé.

La sortie de l'ordinateur est appliquée directement à l'entrée enregistrement du magnétophone M_1. Cette même sortie est appliquée à la position **a** du commutateur K_2 permettant ainsi d'obtenir simultanément 2 enregistrements d'un même programme à partir de l'ordinateur et sans l'aide de notre maquette.

L'entrée du micro-ordinateur reçoit la sortie du trigger non atténuée. La sortie atténuée est appliquée à la position **b** de K_2 permettant ainsi la recopie de magnéto cassette à magnéto cassette sans passer par le micro-ordinateur.

Lorsque ces diverses connexions sont réalisées, on peut passer aux réglages, très simples rassurez-vous, mais qui nécessitent cependant de disposer d'un oscilloscope.

On connecte à l'entrée du montage un magnétophone muni d'un programme (sur cassette) enregistré en vitesse rapide. On règle alors P pour obtenir à la sortie de IC_1 des signaux d'amplitude crête d'environ 2 volts à 2,5 volts. On connecte ensuite l'oscilloscope à la sortie de IC_2 et on règle R_8 de façon à obtenir des signaux carrés régulièrement répartis autour du niveau zéro volt. Un déréglage excessif de R_8 dans un sens ou dans l'autre entraînera le maintien de la sortie de IC_2 à un niveau de saturation positif ou négatif suivant le cas. Il ne reste plus qu'à régler R_4 pour que l'indication du vu-mètre soit par exemple égale à la moitié de la déviation totale, position qui servira de repère pour des enregistrements ultérieurs.

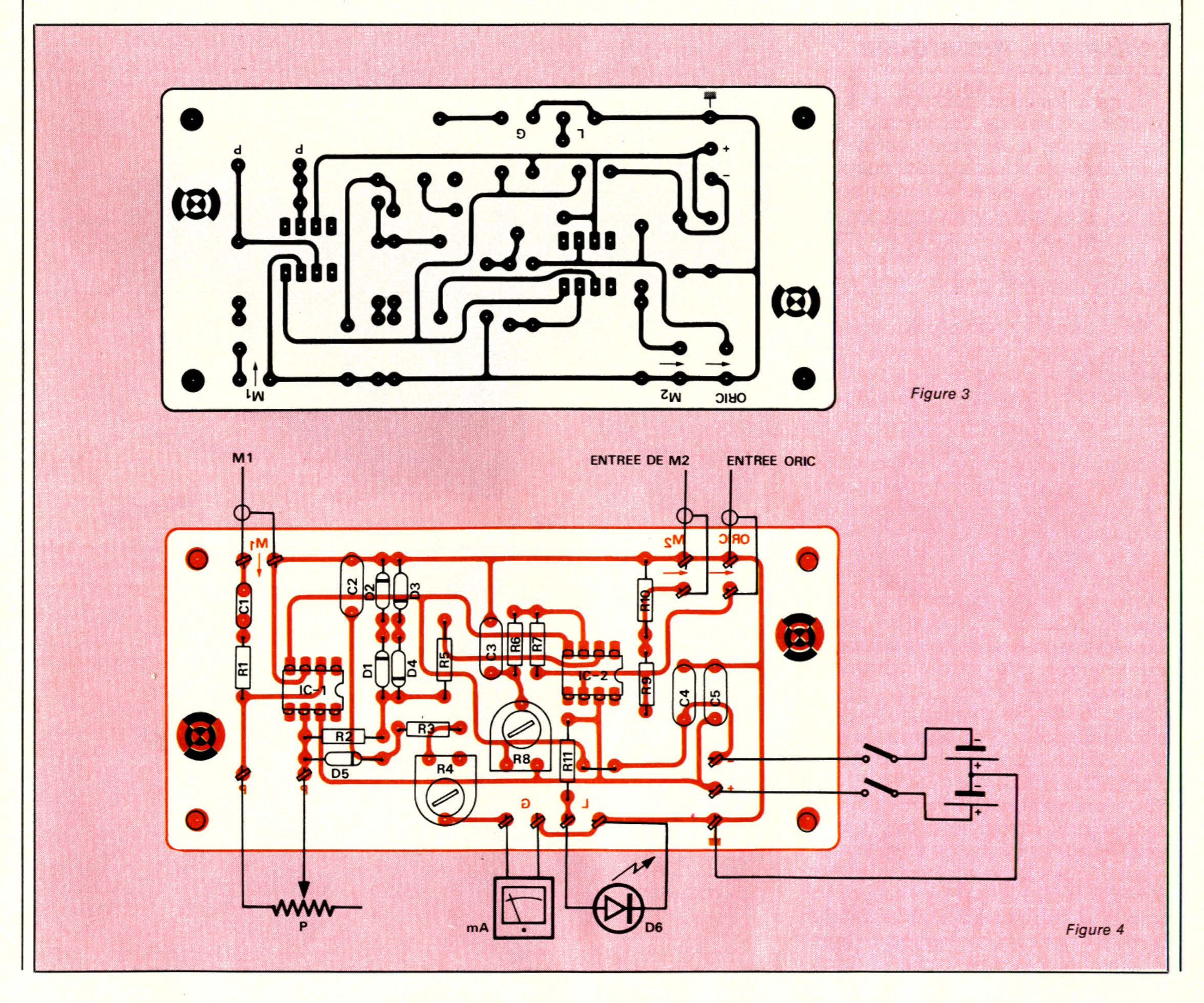


Figure 3

Figure 4

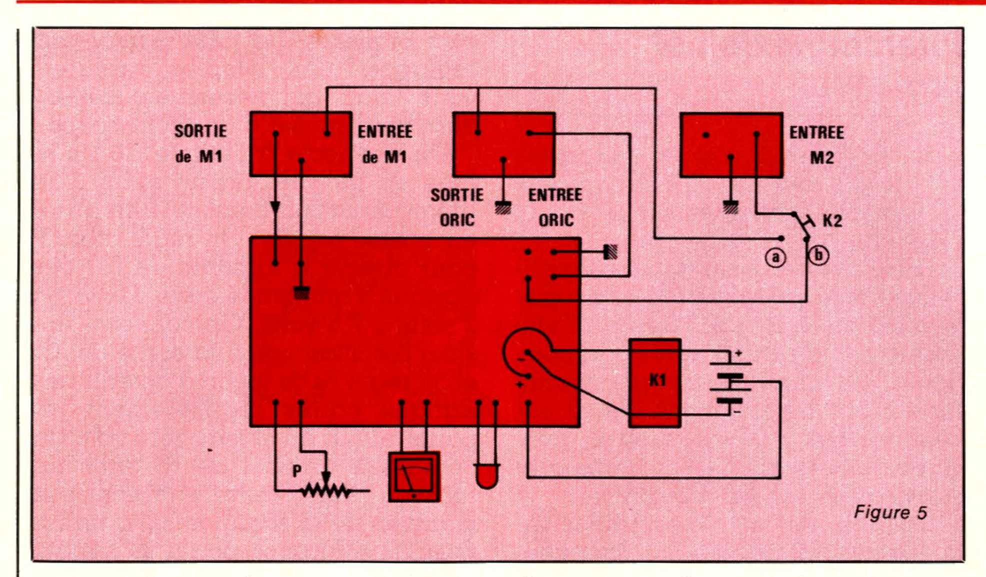


Figure 5

Une fois ces réglages terminés, on peut alors vérifier en transférant un programme cassette dans l'ordinateur que tout fonctionne correctement.

Utilisation, remarques

Dans la fonction stockage de programmes issus de l'ordinateur sur une cassette, il est inutile de mettre notre module sous tension puisque la liaison entre les entrées magnétophone et la sortie ordinateur est directe. Les signaux de sortie des ordinateurs sont en général assez propres (bien carrés) pour que leur mise en forme soit inutile.

Par contre toutes les fois qu'une lecture de programme ou une recopie de cassette à cassette est envisagée, la remise en forme des signaux est obligatoire car la forme initiale (carrée) de ceux-ci est très altérée. La deuxième raison qui rend ce montage indispensable est que le niveau d'enregistrement varie souvent d'un magnétophone à l'autre. Aussi lorsque vous utiliserez des cassettes que l'on vous aura prêtées, il vous suffira de régler le potentiomètre P pour que l'aiguille du vumètre se place sur votre reprise et dans ce cas vous serez certain que votre programme passera correctement.

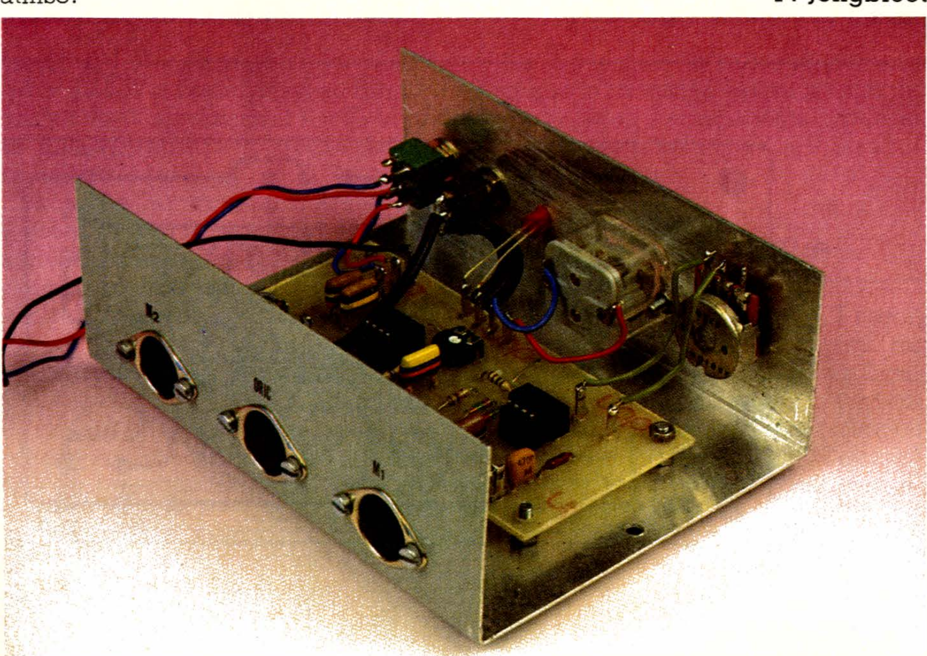
Notons que le diviseur R_9-R_{10} permet de disposer d'un niveau de sortie pour un second magnétophone d'amplitude de l'ordre de 0,1 à 0,15 V qui représente aussi le niveau de sortie d'ordinateurs tels que l'ORIC pour lequel nous avons spécialement réalisé cette maquette. Nous pensons toutefois que ce n'est pas là le seul ordinateur qui s'accommode de cette mise en forme puisque dans tous les cas nous améliorons la forme des signaux de sortie des magnétophones. Seul un problème de niveau pourrait éventuellement se manifester suivant le type d'ordinateur utilisé.

Si votre magnétophone est muni d'une sortie qui évite de passer par la tonalité de l'amplificateur BF, il est préférable d'utilisrer celle-ci plutôt que la sortie au niveau du HP car vous évitez ainsi les problèmes de distorsion introduits par les étages de puissance.

Lorsque vous réaliserez les cordons qui relient les différents éléments : ordinateur, magnétophone, circuit de mise en forme, faites très attention à ne pas mélanger les entrées-sorties.

Nous pensons que ce montage vous rendra de gros services et que vous pourrez charger vos programmes sans craindre d'avoir des erreurs de recopie et ce même en vitesse rapide (2400 Bauds sur l'ORIC).

F. Jongbloët



Nomenclature

Résistances 1/4 W 5 %

R_1, R_2: 1 kΩ
R_3, R_4: suivant sensibilité du vu-mètre (pour un 800 µA pleine échelle R_3 = 47 Ω et R_4 = 100 Ω)
R_5, R_6: 10 kΩ
R_7: 180 kΩ
R_8: 10 kΩ AJ couchée
R_9: 2,2 kΩ
R_{10}: 150 Ω
R_{11}: 270 Ω
P : potentiomètre 22 kΩA

Condensateurs

C_1: 470nF 63 V
C_2: 0,1 µF
C_3: 47 nF
C_4, C_5: 0,1 µF

Semi-conducteurs

IC_1, IC_2: TL081
D_1 à D_5: 1N 4148 ou IN914
D_6: diode Led 5 mm

Divers

K_1: interrupteur bipolaire
K_2: inverseur simple
1 vu-mètre
1 boîtier ESM EM 14/05
15 picots à souder
vis, écrous de 3 mm

Circuit d'amélioration des transitoires couleur

temps :
difficulté :
dépense : $

Dans de précédents articles nous avons eu l'occasion de décrire divers codeurs et décodeurs PAL et SECAM. Bien qu'une étude comparée des divers avantages et inconvénients de l'un par rapport à l'autre soit particulièrement instructive, celle-ci sortirait du cadre de notre revue et les lecteurs intéressés pourront consulter un des ouvrages cités en bibliographie à la fin de cet article. Retenons simplement que les transitions rapides de couleurs consituent un excellent moyen pour visualiser d'éventuels défauts.

Pour cette raison nous vous avons proposé successivement, un générateur de barres en couleur et un codeur SECAM. Un des plus importants défauts de ce système peut être observé au cours de la transition vert/magenta.

Le module que nous vous proposons ce mois-ci pallie le manque de netteté des transitions de couleur et peut s'intercaler dans n'importe quel TVC.

Dans un premier temps nous étudierons les causes de ce défaut puis nous verrons comment celui-ci est résolu par RTC avec la description du circuit intégré TDA 4560. Viennent ensuite la réalisation pratique et un chapitre important consacré à la mise en œuvre de ce module.

Les signaux de différences de couleurs

On sait que dans un codeur SECAM, on génère un signal vidéocomposite à partir des informations suivantes :

— signal de synchronisation composite : ligne + trame ;

— signal de luminance défini par la relation :

$E'_Y = 0{,}59\ E'_R + 0{,}30\ E'_V + 0{,}11\ E'_B$;

— signaux de différence de couleurs D'_R et D'_B définis de la manière suivante :

$D'_R = -\ 1{,}9\ (E'_R - E'_Y)$ et

$D'_B = 1{,}5\ (E'_B - E'_Y)$

Les signaux de différence de couleurs D'_R et D'_B sont préaccentués à 85 kHz et la bande passante est limitée à 1,3 MHz à − 3 dB. Temps de montée et bande passante étant liés par la relation B (MHz) = 0,35/t (µs), il est évident que les signaux de différence de couleurs D'_R et D'_B ne pourront avoir des temps de montée supérieurs à 300 ns.

Dans les systèmes L ou L', le signal de luminance E'y traverse des circuits ayant une bande passante de 5 MHz environ. Les temps de montée sont alors de l'ordre de 70 ns.

La différence de ces temps de montée justifie la présence de la ligne à retard luminance, de cette manière les signaux luma et chroma apparaissent simultanément en un point donné de l'écran.

L'imperfection des transitions des couleurs verticales n'est pas simplement due à la limitation des temps de montée des signaux D'_R et D'_B mais aussi au principe même de transmission séquentielle des informations D'_R et D'_B.

Revenons au cas d'une mire de barres normalisée. Celle-ci se compose de huit barres verticales de luminance décroissante de gauche à droite et comporte les couleurs suivantes : blanc, jaune, cyan, vert, magenta, rouge, bleu et noir. Chacun a pu constater que la transition vert-magenta est particulièrement mauvaise et ce qu'il s'agisse d'une mire transmise par TDF ou d'un appareil réalisé par vos soins.

Ce phénomène s'explique simplement : pour le vert on a V = 1, R = B = 0 et pour le magenta V = 0, R = B = 1. Ce qui signifie que les trois signaux R,V,B commutent au même instant. En fait ces trois signaux **devraient** commuter au même instant mais il n'en est rien. Les signaux R,V,B sont obtenus après dématriçage à partir des signaux D'_R, D'_B et E'_Y. Ceci ne pose aucun problème puisque l'on connaît la relation $E'_Y = 0{,}59\ E'_R + 0{,}30\ E'_R + 0{,}11\ E'_B$. Du fait des différentes bandes passantes allouées à E'_Y et aux signaux de différence de couleurs, la transition résultante manque de netteté. On se situe dans un cas particulier où la transition peut être améliorée en raidissant artificiellement les fronts des signaux différence de couleurs.

Fort heureusement il n'y a dans la nature que très peu de cas où l'on est en présence d'images très fortement contrastées comportant des transi-

tions brutales de couleur. Cet état de chose nous permet de nous contenter d'un système de transmission relativement simple donnant de très bons résultats dans la plupart des cas.

Pour les possesseurs de microordinateurs, le problème est différent et quasi permanent. Prenons par exemple le cas d'un téléviseur ne possédant pas l'embase PÉRITEL ; on aura alors une chaîne constituée par le micro-ordinateur, un codeur SECAM et un modulateur UHF. Quelques lignes de programme suffisent pour générer une mire de barres et constater que la transition vert-magenta est loin d'être impeccable. Ceci nous a donc amenés à décrire un circuit d'amélioration des transitoires couleur utilisant le circuit intégré RTC TDA 4560.

Le circuit RTC TDA 4560

Le synoptique interne du circuit intégré 4560 est représenté à la **figure 1**. Les signaux R-Y et B-Y sont respectivement appliqués aux entrées 1 et 2, et sont disponibles aux sorties 8 et 7 avec des fronts de montés améliorés. Notons au passage qu'aucune tension continue ne doit être appliquée aux bornes 3, 4, 5, 6, 9, 13 et 14..

Le traitement des flancs des informations de différence de couleurs n'est pas immédiat. On a donc un léger retard entre l'impulsion de sortie présente à la broche 8 du circuit et l'impulsion correspondante à la broche 1. Pour conserver la simultanéïté luminance-chrominance, on est donc conduit à retarder le signal de luminance de la même quantité qui affecte les signaux différence de couleurs.

Or, on sait que le signal de luminance est déjà retardé d'une valeur comprise entre 200 µs et 400 µs. Il est alors plus rationnel de cumuler ces deux retards et ne faire appel qu'à un seul circuit. Cette dernière solution a été adoptée dans le TDA 4560.

Le signal de luminance est appliqué à la borne 17 du circuit intégré puis après restitution de la composante continue (clamp) retardé d'une quantité comprise entre 640 µs et 920 µs par pas de 40 µs.

On dispose en outre d'un étage de sortie pour modulation de la vitesse de balayage horizontal broche 11. Alors que le signal de luminance retardé est disponible à la broche 12.

Programmation du retard de luminance :

Le signal de luminance est retardé d'une quantité fonction de la tension continue appliquée à la broche 15 conformément à la loi suivante :

$0 < V_{15} < 2{,}5$ V, retard = 640 ns
$3{,}5\ V < V_{15} < 5{,}5$ V, retard = 720ns
$6{,}5\ V < V_{15} < 8{,}5$ V, retard = 800 ns
$9{,}5\ V < V_{15} < 12$ V, retard = 880 ns

Un réglage fin est obtenu grâce à la tension appliquée à la broche 13. Si la broche 13 est en l'air, il n'y a aucun changement mais si $V_{13} = 0$, 40 ns sont ajoutés aux retards précédents.

Les quatre retards nominaux sont réglables au moyen de la résistance connectée entre la broche 14 et le zéro électrique. La plage de variation vaut environ ± 5 %. Cette dernière solution autorise une variation continue entre les deux bornes 640 ns et 920 ns.

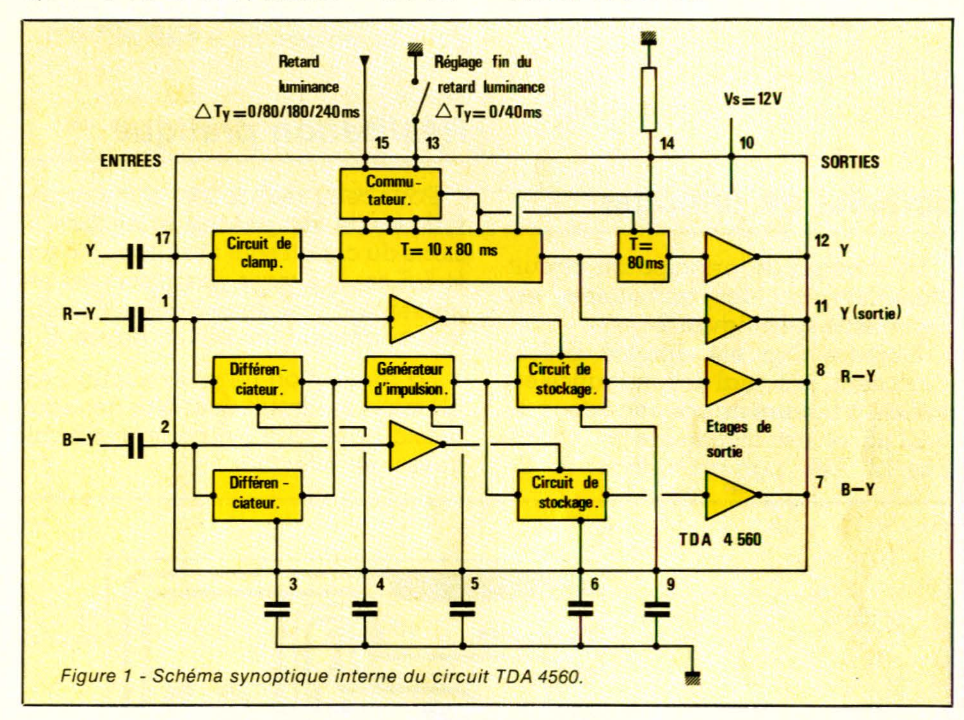


Figure 1 - Schéma synoptique interne du circuit TDA 4560.

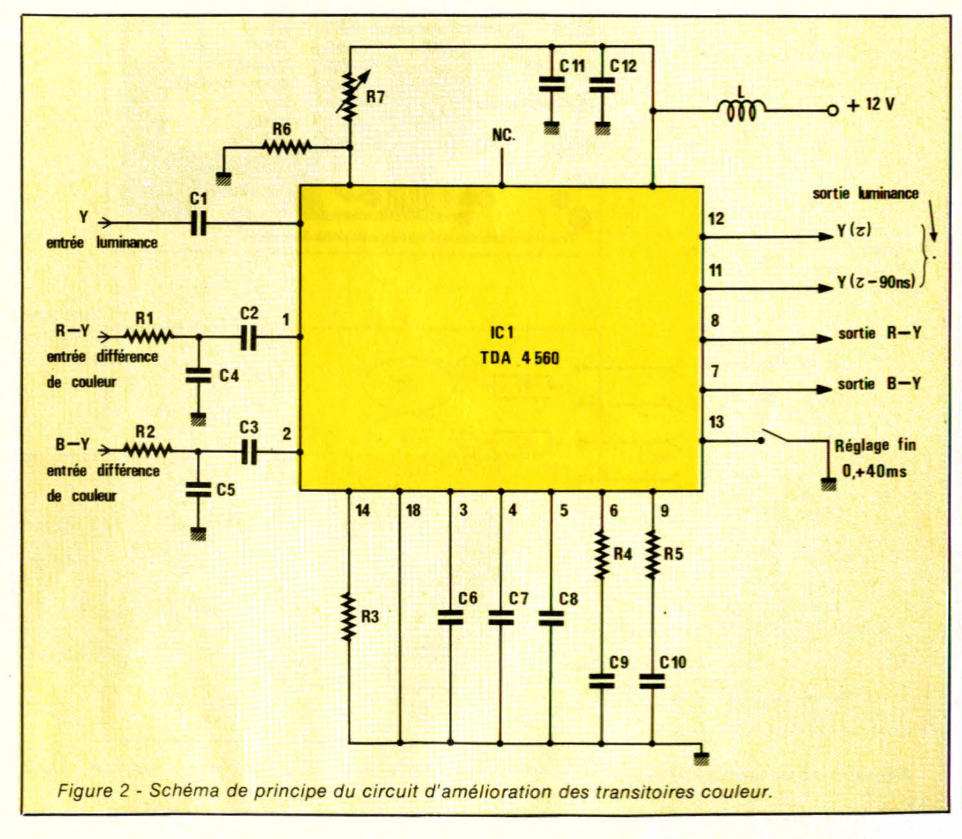


Figure 2 - Schéma de principe du circuit d'amélioration des transitoires couleur.

La tension nominale d'alimentation de ce circuit vaut 12 V et dans ces conditions, celui-ci consomme 35 mA.

Quelques paramètres supplémentaires importants : les signaux d'entrée luminance et différence de couleurs ne devront pas avoir une amplitude supérieure à 1,5 V c à c. La voie luminance apporte une atténuation **de 7 dB.** et la bande passante atteint 6 MHz à – 3 dB.

Pour les voies différence de couleurs, il n'y a aucune atténuation : 0 dB et le temps de montée des signaux de sortie les plus rapides vaut 150 ns. Pour ces voies, la notion de bande passante n'est plus utilisable.

Schéma de principe

Le schéma de principe du circuit d'amélioration des transitoires est représenté à la **figure 2.**

Comme il a été énoncé précédemment, le signal de luminance est injecté à travers un condensateur de 0,33 µF et est disponible à la broche 12. Les signaux différence de couleurs sont envoyés à travers un condensateur de 0,33 µF précédé par un filtre passe-bas aux entrées 1 et 2 et ressortent respectivement aux broches 8 et 7. Les filtres passe-bas supplémentaires R_1, C_4 et R_2, C_5 réduisent le niveau de sous porteuse à une valeur inférieure à 20 mV c à c. Le réglage du retard luminance est assuré par une résistance ajustable R_7 qui, en conjonction avec R_6, applique une tension continue variable entre 0 et 12 V à la broche 15.

On dispose en outre d'un cavalier pour le réglage fin 0 –40 ns.

Réalisation pratique

Pour cette réalisation, il n'y a que fort peu de composants et les dimensions du circuit sont réduites : 5,6 cm × 6,6 cm. Le tracé des pistes est représenté à la **figure 3** et l'implantation correspondante à la **figure 4.**

La réalisation ne pose aucun problème et le circuit peut être mis sous tension dès que les contrôles habituels sont effectués.

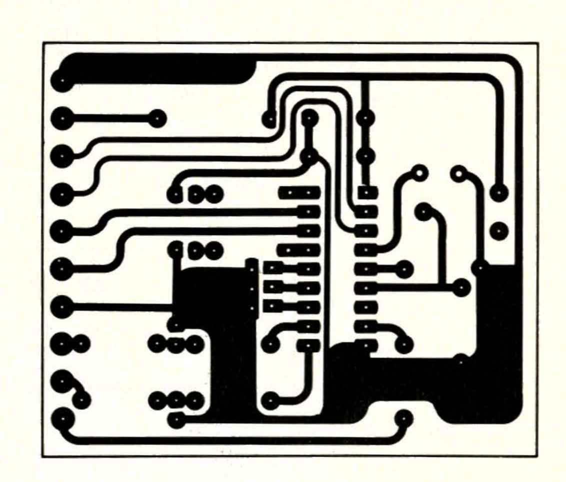


Figure 3 - Tracé des pistes.

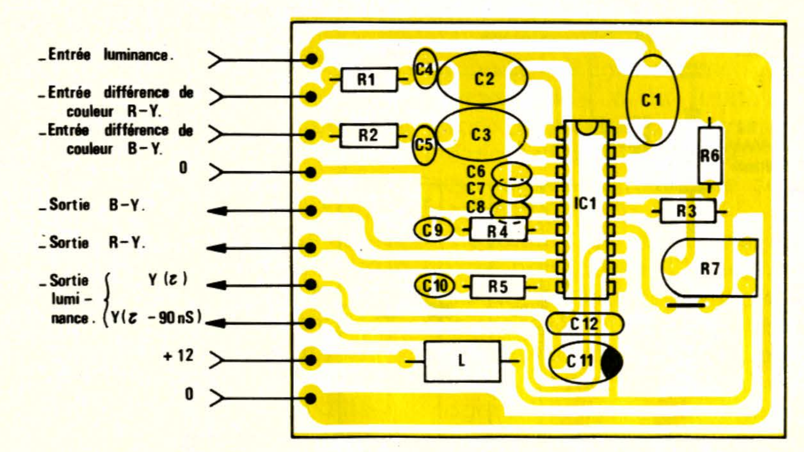


Figure 4 - Implantation des composants.

Mise sous tension, essais

A ce stade il est instructif d'effectuer quelques mesures. On peut bien évidemment commencer par une mesure de consommation sous la tension nominale. Ensuite, nous nous assurerons du bon fonctionnement des trois voies : luminance et différence de couleurs.

Pour la luminance, il peut être intéressant de contrôler la bande passante mais aussi de mesurer le niveau maximal admissible en entrée et surtout de connaître la valeur exacte de l'atténuation apporté par la voix luminance. La valeur citée en début de cet article, 7 dB, est une valeur maximale, nos échantillons entraînaient une atténuation voisine de 3 dB. Ce paramètre est important car il conditionne la mise en place du système dans un récepteur quelconque. On termine les essais sur la voie luminance en s'assurant du bon fonctionnement du circuit de retard : visualisation simultanée des signaux d'entrée et de sortie. Les essais sur les voies différence de couleurs nécessitent l'emploi d'un générateur de signaux carrés dont la pente peut varier d'une manière continue de quelques fractions de µs jusqu'à quelques µs (environ 10). En observant simultanément signaux de sortie et signaux d'entrée on peut tracer la courbe de la **figure 5.**

On remarque sur cette courbe que les signaux dont le temps de montée est supérieur à 4 µs ne sont pas modifiés mais simplement retardés par le principe même du circuit.

Pour des temps de montée inférieurs à 4 µs, le signal de sortie est transformé et l'écart (tm sortie-tm entrée) va croissant lorsque tm entrée diminue, comme le montre le schéma de la **figure 6.** Cette caractéristique s'explique assez simplement. Prenons le cas d'un récepteur équipé d'un tube de 20 pouces (51 cm), les dimensions de l'écran étant au format 4/3, la hauteur vaut donc 12 pouces (30 cm) et la largeur 16 pouces (41 cm). [$(12)^2 + (16)^2 = (20)^2$]– Le signal de ligne utile dure approximativement 52 µs pendant lesquelles le spot balaye une distance de 41 cm. Ceci correspond à une vitesse de 8 mm/ µs.

Si un des signaux différence de couleurs présente un front de montée de 4 µs, celui-ci représente 3,2 cm sur l'écran, il ne peut s'agir d'un défaut mais plus normalement d'une **nuance** de l'image. Il n'est pas

pensable dans ce cas de modifier le front de montée.

Au contraire si le front de montée d'un des signaux différence de couleurs présente un défaut et vaut 1 µs, ce défaut se traduit par une zone floue large en 8 mm. Grâce au circuit d'amélioration, le front d'1 µs est transformé en un front de 200 ns et la zone floue ne vaut plus que 1,6 mm.

Ces deux caractéristiques justifient **l'amélioration progressive** des fronts en dessous de 4 µs.

Si toutes les opérations suivantes ont donné satisfaction on peut aborder la phase finale : instalation définitive du module.

Où intercaler le module

Pour les lecteurs assidus de Radio Plans la solution est simple ; si vous possédez, par exemple, un VCC 90 et un décodeur mono ou multistandard, le schéma de la **figure 7** résout le problème. Il suffit d'interrompre les trois liaisons Y, −(R − Y), − (B − Y), et intercaler le module tel qu'il est décrit sans aucun composant supplémentaire.

Si le décodeur est équipé de circuits intégrés Thomson TEA 5620 et TEA 5630, il délivre les informations R-Y et B-Y et non −(R−Y) et −(B−Y). On utilise deux étages inverseur pour rétablir la situation.

Mais ce circuit peut s'adapter à bon nombre d'autres téléviseurs sans aucune difficulté. Nous avons choisi divers exemples qui devraient permettre à tous les lecteurs qui le désirent de mener à bien cette transformation.

Remarque

Cette transformation nécessite une intervention à l'intérieur du téléviseur. Ne pas oublier que dans ce cas, vous détruiser la garantie de votre appareil. Il est d'autre part fortement conseillé de se munir du schéma de principe du téléviseur concerné.

Les schémas de principe peuvent être obtenus auprès des revendeurs ou dépanneurs radio-TV. Sans ce schéma, le risque de détérioration est trop important et la modification ne peut être envisagée sérieusement.

Nous avons pris comme exemple un téléviseur Toshiba modèle C 1480 F, un téléviseur B et O et les téléviseurs Philips équipés du chassis TVC 12. Dans les deux derniers cas la platine vidéo est équipée d'un décodeur PAL/SECAM avec les circuits intégrés TDA 3300 et TDA 3030

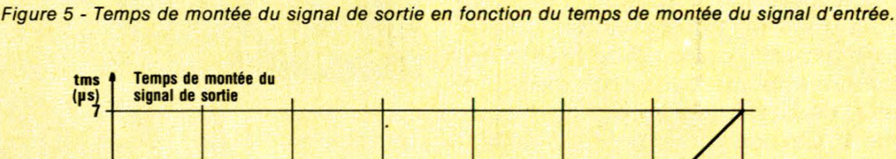


Figure 5 - Temps de montée du signal de sortie en fonction du temps de montée du signal d'entrée.

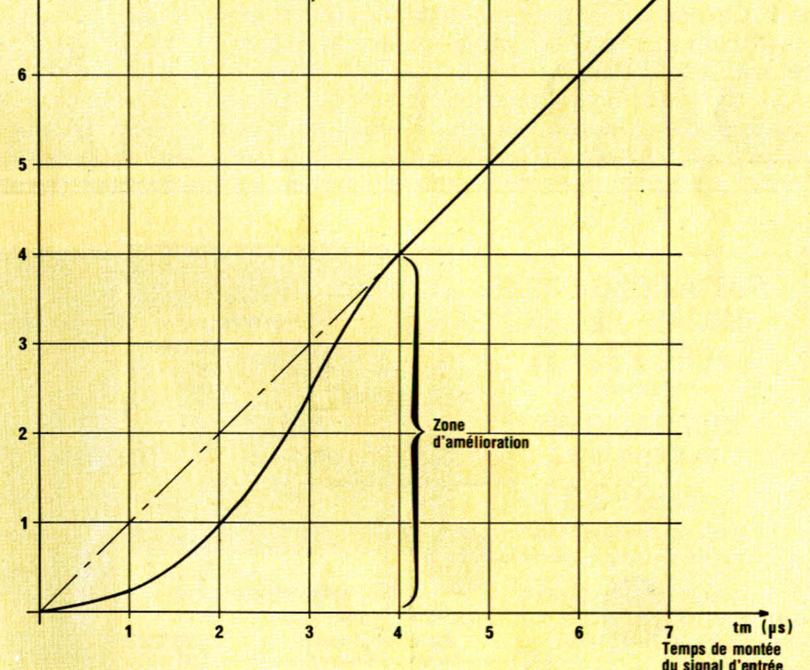


Figure 6 - Comparaison des temps de montée et de descente des signaux d'entrée et de sortie du module à TDA 4560 à l'aide d'un générateur de signaux carrés à temps de montée réglable.

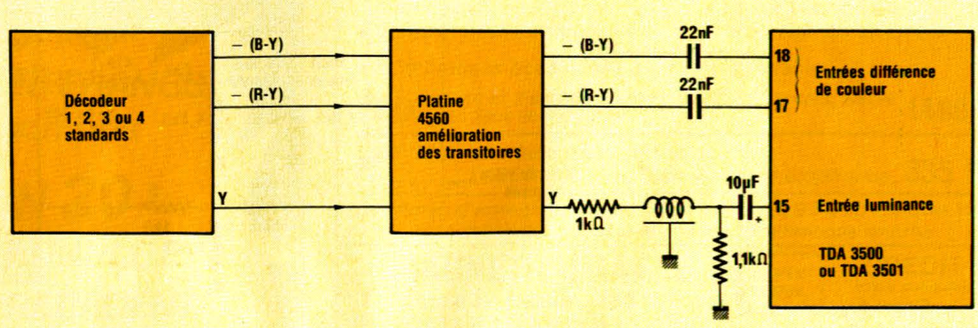


Figure 7 - Adaptation aux circuits RTC avec processeur vidéo TDA 3500 → TDA 3505.

Motorola pour B et O et les circuits intégrés TDA 3560 et TDA 3591 RTC pour le chassis TVC 12. Malheureusement la transformation est impossible, les signaux différence de couleurs ne sont pas accessibles, dans les deux cas le Secam est décodé puis remodulé en PAL et finalement décodé en R,V,B. Il reste malgré tout d'autres situations telle celle du Toschiba. Nous avons extrait du schéma général les éléments afférants à la transformation et qui sont représentés à la **figure 8.**

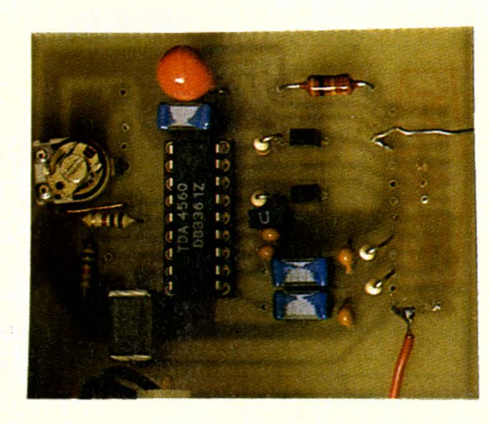
Il est aisé de reconnaître les signaux différence de couleurs sortant du processeur chroma : TA 7621 P Toshiba..

Ces signaux sont désaccentués avant d'être envoyés vers le circuit de dématriçage TCA 660.

Les circuit d'amélioration est intercalé entre les émetteurs des transistors de sortie et les pôles positifs des condensateurs de liaison. Un premier essai peut être fait de cette manière. On constate alors sur une mire une amélioration des transitoires (notamment vert-magenta) mais aussi un décalage luma-chroma. Tout se passe comme si deux feuilles de calque, l'une comportant les couleurs, l'autre la lumière étaient mal superposées.

Le circuit ne peut pas être intercalé entre les entrées du circuit intégré et les condensateurs de liaison sans affecter la composante continue, mais cette solution ne cause aucun dommage.

Le décalage (mauvaise superposition de nos deux calques) doit



maintenant être annulé en retardant le signal de luminance.

Le point d'insertion est assez facile à repérer : à proximité de la ligne à retard existant déjà. Encore pour des raisons de restitution de la composante continue, le point marqué d'une croix sur le schéma de la **figure 8** a été retenu.

Le signal de luminance étant atténué de quelques dB, cette atténuation devra être compensée en augmentant le réglage lumière du téléviseur. Ce réglage est en général équipé d'une butée que l'on pourra modifier.

La superposition luma-chroma est finalement obtenue en agissant sur le potentiomètre R7 et éventuellement par la mise en place ou la suppression du cavalier de réglage fin 0 – 40 ns.

Conclusion

Le rapport performance/coût de ce montage étant particulièrement intéressant, l'auteur incite les lecteurs à se lancer dans la transformation de leur récepteur, **si celle-ci est possible.**

Réitérons le rappel des précautions à prendre lors du démontage du récepteur, certaines tensions sont particulièrement dangereuses et certaines pièces fragiles tel le col du tube.

Figure 8

Le résultat est surprenant : plusieurs spectateurs ont répondu, d'une manière subjective bien sûr, employant les mêmes termes : plus de netteté, plus de relief.

Nous espérons maintenant que les lecteurs possèdent tous les atouts pour mener à bien cette réalisation.

François de DIEULEVEULT

Bibliogralphie

La télévision en couleur : Tome I (SCART)
Tome II (SCART)
Cours fondamentale de TV : Éditions Radio (Carrasco et Lauret).
La Télévision monochrome et couleur (L. Goussot) : Éditions Chiron.

Remarque : « Je possède un téléviseur X d'année Y. Comment dois-je faire ? » Voilà la question à laquelle ni l'auteur ni un membre de la rédaction ne pourra répondre. Les lecteurs doivent comprendre qu'il est impossible de transformer la rédaction en un véritable bureau d'études. Il y a d'ailleurs fort peu de chances pour que nous possédions le schéma du téléviseur X.

Nomenclature

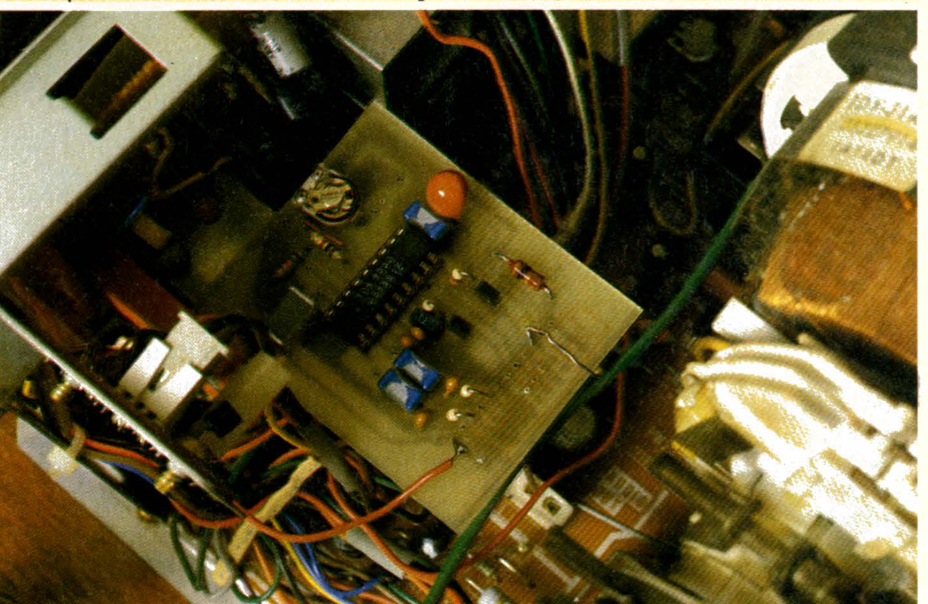
Résistances
R_1 : 1 kΩ
R_2 : 1 kΩ
R_3 : 1 kΩ
R_4 : 220 Ω
R_5 : 220 Ω
R_6 : 15 kΩ
R_7 : Voir texte

Self
100 µH surmoulée

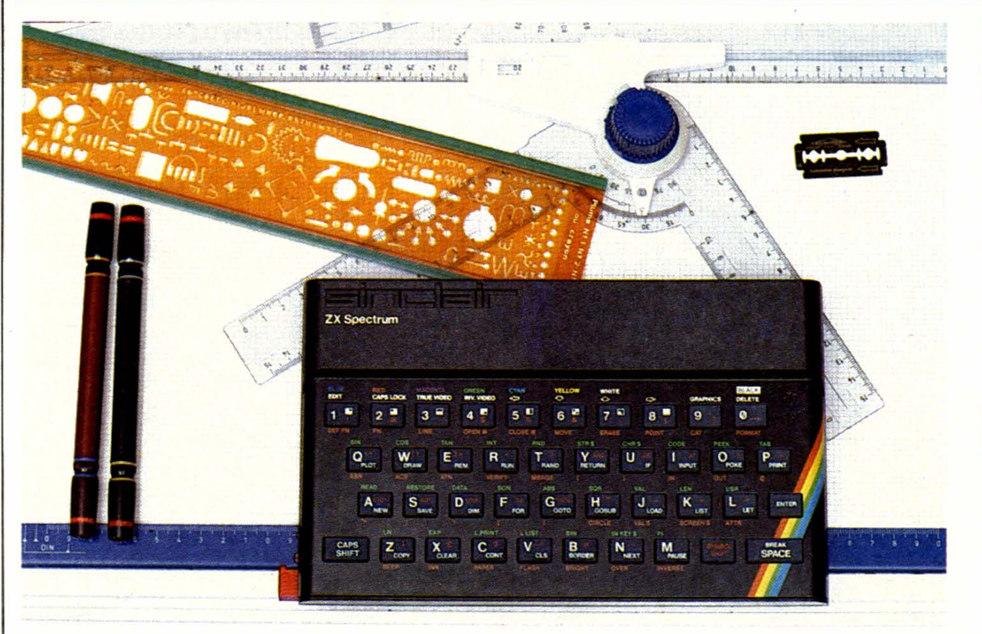
Circuit intégré
TDA 4560 RTC

Condensateurs
C_1 : 0,33 µF MKH
C_2 : 0,33 µF MKH
C_3 : 0,33 µF MKH
C_4 : 100 pF céramique
C_5 : 100 pF céramique
C_6 : 100 pF céramique
C_7 : 100 pF céramique
C_8 : 330 pF céramique
C_9 : 470 pF céramique
C_{10} : 470 pF céramique
C_{11} : 47 µF / 16 V tantale
C_{12} : 0,22 µF MKH

Divers
1 inter.







Notre logiciel de D.A.O en version SPECTRUM

Depuis quelques mois, nous avons proposé à nos lecteurs un certain nombre de programmes informatiques ayant trait à l'électronique, et destinés aux possesseurs de machines ORIC. Ce choix, dicté par le grand nombre d'ordinateurs de ce type en service, n'est plus tout à fait aussi justifié aujourd'hui : d'autres machines de performances comparables méritent tout autant les faveurs de nos colonnes, en particulier le SPECTRUM de SINCLAIR, digne descendant du fameux ZX 81.

L'adaptation au SPECTRUM de programmes destinés à l'ORIC n'est pas toujours une simple formalité, surtout lorsque les fonctions graphiques, très différentes, sont mises en œuvre. Voici donc une version entièrement réécrite pour le SPECTRUM, de notre logiciel de dessin assisté par ordinateur publié dans notre numéro 437.

ORIC contre SPECTRUM

Le ZX-SPECTRUM (ou SPECTRUM tout court !) peut être comparé sur bien des points à l'ORIC 1 ou au tout nouvel ORIC ATMOS : un examen des caractéristiques des deux concurrents montre bien que nous sommes en présence d'ordinateurs de la même catégorie..

Presque toutes les revues spécialisées ont publié, en leur temps, des « bancs d'essai comparatifs » ORIC/SPECTRUM, plus ou moins objectifs selon la « sensibilité » de leurs auteurs. Contrairement à certains confrères qui n'ont pas hésité à émettre des jugements péremptoires... sans même avoir eu accès aux claviers, nous avons refusé de nous « jeter à l'eau » avant d'avoir suffisamment pratiqué les deux machines pour pouvoir prétendre les connaître, au moins pour l'essentiel. Lorsque l'on « vient » d'un ordinateur bien précis (pour notre part ce fut d'abord le ZX 81, puis l'ORIC 1), on est tenté de ressentir comme des défauts les fonctions qui diffèrent par trop sur une nouvelle machine.

Cette petite « déception », nous l'avons ressentie avec l'ORIC, puis à nouveau avec le SPECTRUM, ce qui n'aurait sans doute pas été le cas si nous étions passé directement du ZX 81 au SPECTRUM.

En effet, SINCLAIR et ORIC ont traité le problème de l'ordinateur de « seconde génération » de façon diamétralement opposée, sans pour autant que l'un des deux constructeurs ne détienne la « vérité absolue ».

Des points faibles et des points forts, on peut en trouver des quantités sur l'une ou l'autre machine !

En fait, le meilleur ordinateur, c'est... celui que l'on connaît bien.

Un programmeur maîtrisant bien sa machine peut obtenir à peu près les mêmes résultats sur un ORIC ou sur un SPECTRUM, même si les moyens utilisés risquent d'être fort différents. Il suffit, pour s'en convaincre, de comparer les logiciels du commerce destinés aux deux antagonistes...

Bref, nous ne trancherons pas ici entre l'ORIC et le SPECTRUM : tout au plus remarquerons-nous que le SPECTRUM s'impose davantage lorsque l'on « vient » du ZX 81, alors que l'ATMOS, délivré des quelques « défauts de jeunesse » de l'ORIC 1 semble davantage recommandable au débutant désireux de s'initier sur une machine plus conséquente que le ZX 81. Le BASIC MICROSOFT est en effet beaucoup plus universel que le BASIC SINCLAIR, même si ce dernier demeure souvent plus confortable d'emploi. En fait, il y a les « Sinclairistes » et... les autres, plus un certain nombre de « touche à tout » (dont nous sommes !), qui ne veulent à aucun prix devenir « dépendants » d'un quelconque cons-

```
1 CLS : LET wi=0: LET wo=0
2 PRINT "Simple ou double format ?"
4 IF INKEY$="s" THEN LET d=1: GO TO 10
5 IF INKEY$="d" THEN LET d=2: GO TO 10
6 GO TO 4
10 CLS : PAUSE 1000
20 LET x=50: LET y=50
30 PLOT x,y
40 LET a$=INKEY$: RESTORE
45 IF a$="" THEN GO TO 530
50 PLOT INVERSE wi; OVER wo;x,y
60 IF a$="8" THEN LET x=x+1
70 IF a$="5" THEN LET x=x-1
80 IF a$="6" THEN LET y=y-1
90 IF a$="7" THEN LET y=y+1
100 IF a$="0" THEN LET wi=1: LET wo=0
110 IF a$="9" THEN LET wi=0: LE
110 IF a$="9" THEN LET wi=0: LE
110 IF a$="9" THEN LET wi=0: LET wo=0
120 IF a$="1" THEN LET wi=1: LET wo=1
130 IF a$="t" THEN LET r=2000: RESTORE r: GO SUB 600
140 IF a$="p" THEN LET r=2001: RESTORE r: GO SUB 600
150 IF a$="b" THEN GO SUB 900
160 IF a$="c" THEN LET r=2002: RESTORE r: GO SUB 600
170 IF a$="r" THEN LET r=2003: RESTORE r: GO SUB 600
180 IF a$="d" THEN LET r=2004: RESTORE r: GO SUB 600
190 IF a$="m" THEN LET r=2005: RESTORE r: GO SUB 600
200 IF a$="h" THEN LET r=2006: RESTORE r: GO SUB 600
210 IF a$="i" THEN LET r=2007: RESTORE r: GO SUB 600
220 IF a$="f" THEN LET r=2008: RESTORE r: GO SUB 600
230 IF a$="u" THEN LET r=2009: RESTORE r: GO SUB 600
240 IF a$="x" THEN LET r=2010: RESTORE r: GO SUB 600
250 IF a$="z" THEN LET r=2020: RESTORE r: GO SUB 600
260 IF a$="Z" THEN COPY
530 PLOT OVER 1;x,y: PAUSE 4
535 PLOT OVER 1;x,y
540 GO TO 40
600 LET b$=INKEY$
605 IF b$="" OR b$=a$ THEN GO TO 600
610 IF b$="5" THEN LET p$="g"
620 IF b$="8" THEN LET p$="d"
630 IF b$="6" THEN LET p$="b"
640 IF b$="7" THEN LET p$="h"
660 FOR f=1 TO 15: READ a,b
670 IF a=99 THEN GO TO 730
680 IF p$="d" THEN DRAW INVERSE
680 IF p$="d" THEN DRAW INVERSE wi; OVER wo;d*a,-d*b
690 IF p$="g" THEN DRAW INVERSE wi; OVER wo;-d*a,-d*b
700 IF p$="h" THEN DRAW INVERSE wi; OVER wo;d*b,d*a
710 IF p$="b" THEN DRAW INVERSE wi; OVER wo;d*b,-d*a
720 NEXT f
730 LET c$=INKEY$
735 IF c$="" THEN GO TO 730
740 IF c$="0" THEN GO TO 760
745 LET wi=1: LET wo=1
750 RETURN
760 PLOT INVERSE 1;x,y
762 IF r=1 THEN LET wi=1: LET wo=0: GO SUB 660
765 RESTORE r: LET wi=1: LET wo=0: GO SUB 660
770 RETURN
900 CIRCLE x,y,1
910 LET c$=INKEY$
915 IF c$="" THEN GO TO 910
920 IF c$="0" THEN CIRCLE INVERSE 1;x,y,1
930 RETURN
2000 DATA 1,0,0,-6,1,0,0,4,4,-4,-4,4,0,4,4,4,-2,0,2,-2,0,2,-4,-4,0,4,-1,0,0,-6
2001 DATA 3,0,1,-2,2,4,2,-4,2,4,2,-4,-2,-4,4,0,-2,4,2,4,2,-4,2,4,2,-4,1,2,3,0
2002 DATA 0,-4,1,0,0,8,-1,0,0,-4,99
2003 DATA 3,0,1,-2,2,4,2,-4,2,4,2,-4,2,4,2,-4,1,2,3,0,99
2004 DATA 4,0,0,-3,4,3,0,-3,2,0,0,3,3,0,-3,0,0,3,-2,0,0,-3,-4,3,0,-3,99
2005 DATA 2,0,0,-4,0,2,2,-2,-2,2,0,2,2,-2,-2,2,0,2,2,-2,-2,2,0,2,2,-2,99
2006 DATA 1,0,3,-3,0,12,-3,-3,0,
2006 DATA 1,0,3,-3,0,12,-3,-3,0,-6,-2,0,0,6,2,0,99
2007 DATA 2,0,6,-2,-6,-2,0,8,0,-2,6,-2,0,-4,0,4,2,0,-2,0,0,4,-6,-2,99
2008 DATA 4,0,-2,-2,0,4,2,-2,0,-6,2,0,0,3,4,0,-4,0,0,6,4,0,-4,0,0,3,-2,0,0,-6
2009 DATA 4,4,0,-2,-2,2,2,0,0,-6,2,0,0,3,4,0,-4,0,0,6,4,0,-4,0,0,3,-2,0,0,-6
2010 DATA 14,-14,-3,1,2,2,1,-3,99
2020 DATA 4,0,0,3,0,-6,6,6,0,-3,3,0,-3,0,0,-3,-3,3,99
3000 REM Copyright    1984
```

Figure 1 - Logiciel de D.A.O. version SPECTRUM.

tructeur : une liberté parfois difficile à assumer lorsque l'on passe cinq ou six fois d'une machine à l'autre dans une même journée, mais après tout, n'est-ce pas là une excellente gymnastique intellectuelle ?

C'est surtout au niveau du graphisme que le SPECTRUM diffère considérablement de l'ORIC : au lieu de quatre modes distincts d'affichage, le SINCLAIR accepte aussi bien du texte que de la haute résolution, en noir ou en couleurs, sur un même écran. Également, le jeu d'attributs du SPECTRUM paraît plus homogène et surtout moins lourd à manier que celui des ORICS (pas de caractère ESCape).

Quelques différences plus mineures mais agaçantes doivent être signalées au passage, comme le signe contraire de l'axe des ordonnées, les codes des couleurs qui ne concordent pas, et surtout, comble de l'absurdité, LA POLARITÉ INVERSE des blocs secteurs, malgré DES FICHES ABSOLUMENT IDENTIQUES.

Si d'aventure vous aviez à faire fonctionner un ORIC et un SPECTRUM côte-à-côte, une extrême vigilance s'imposerait : pour notre part, nous collons le cordon basse tension le plus près possible de la prise de l'ordinateur, au moyen d'un morceau de ruban adhésif, et pour le moment, tout va bien !

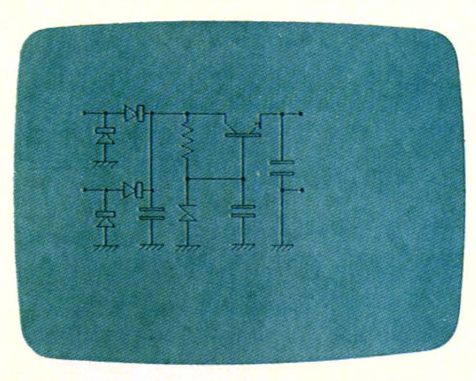
Quelques points positifs également, nettement en faveur du SPECTRUM dans le cas qui nous intéresse :

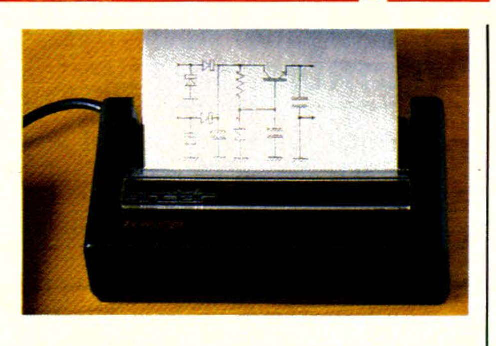
— l'instruction RESTORE N est disponible, ce qui va simplifier et accélérer le programme par rapport à sa version pour ORIC ;

— la longeur des lignes de programme (donc des DATA) est illimitée, ce qui faciliterait la pré-programmation de symboles plus complexes que ceux que nous avons choisis ;

— la recopie sur papier d'un écran haute résolution est directe grâce à l'instruction COPY (sur imprimante SINCLAIR ou ALPHACOM, ou avec la plupart des interfaces pour imprimantes « papier ordinaire ») ;

— l'excécution d'un GOTO en MODE COMMANDE n'efface pas l'écran contrairement à RUN. On pourra donc facilement « sauver » un dessin si le bord de l'écran est dépassé par mégarde (un GOTO 20 suffira).





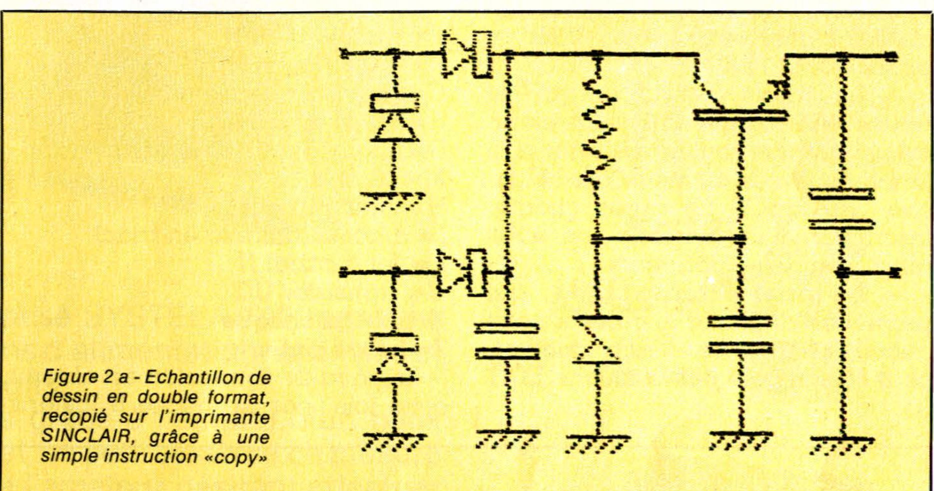


Figure 2 a - Echantillon de dessin en double format, recopié sur l'imprimante SINCLAIR, grâce à une simple instruction «copy»

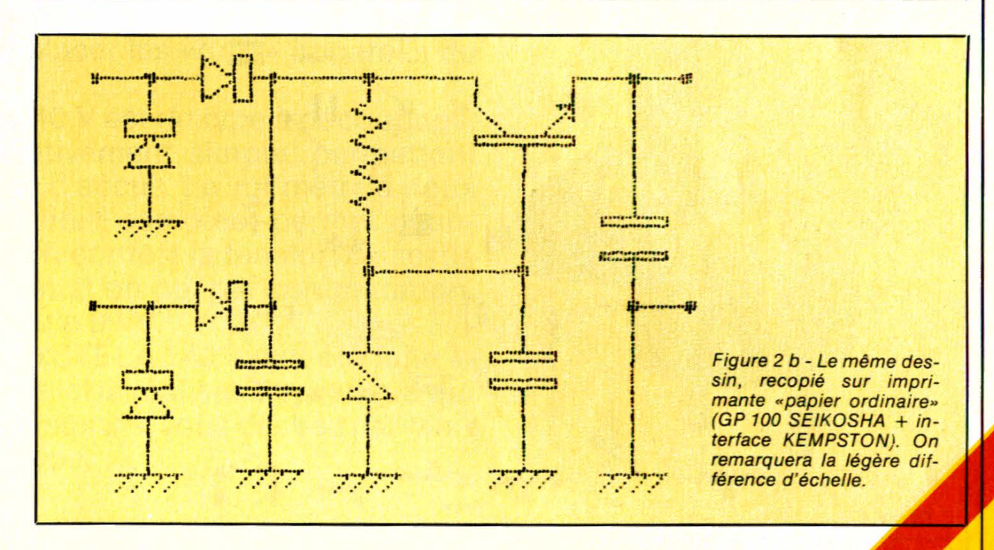


Figure 2 b - Le même dessin, recopié sur imprimante «papier ordinaire» (GP 100 SEIKOSHA + interface KEMPSTON). On remarquera la légère différence d'échelle.

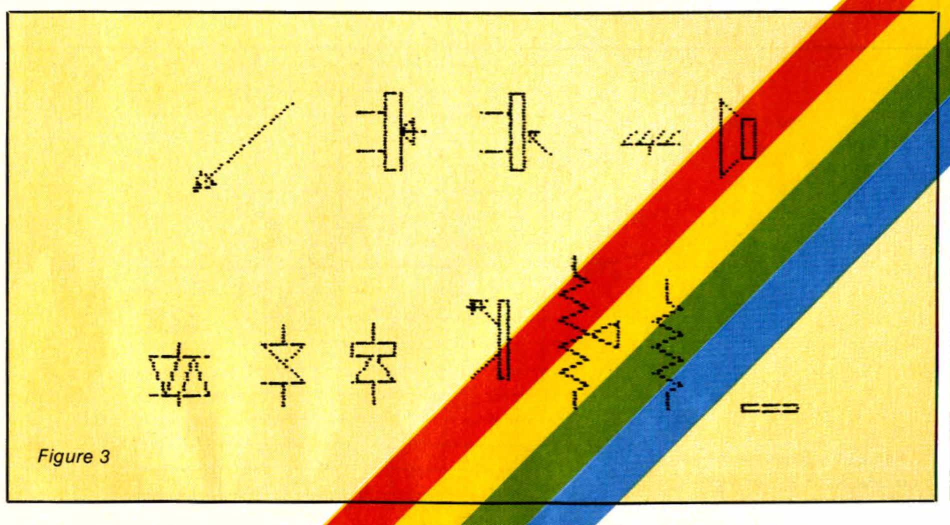


Figure 3

Notre logiciel pour SPECTRUM

Bien que rappelant un peu son « ancêtre », le logiciel de la **figure 1** en diffère assez notablement quant à son écriture. Côté utilisation, peu de choses ont changé :

Les claviers des deux machines étant fort différents, l'attribution des touches « de contrôle » s'en ressent.

— Les déplacements du curseur obéissent toujours aux touches fléchées, situées cette fois en haut du clavier (5, 6, 7, 8).

— Le mode « tracé », qui se trouve sélectionné dès le premier appui sur une touche fléchée, doit être redemandé au moyen de la touche GRAPHICS (9) après chaque inscription d'un symbole (on évite ainsi bien des « accidents »).

— Le mode « transparent », qui permet de déplacer le curseur sans aucun effet sur le dessin existant, peut être appelé par la touche EDIT (1).

— Le mode « gomme » s'obtient quant à lui par la touche DELETE(0), ce qui se comprend fort bien.

— L'impression sur papier doit être demandée en pressant d'abord CAPS SHIFT puis, sans la lâcher, COPY (Z). Cette manœuvre est la seule à devoir être opérée en mode SHIFT, car la touche Z sert par ailleurs à appeler une diode zener. Rappelons les « codes » des symboles pré-programmés :

T= transistor NPN
P= potentiomètre
C= demi-condensateur
R= résistance fixe
D= diode (modifiable en thyristor)
M= masse
H= haut-parleur
I= diac (modifiable en triac)
F= fet à canal N
U= transistor UJT
X= flèche oblique
Z= diode zener

Le point de connexion est obtenu, cette fois, par la touche B (astérisque) puisque la touche M est déjà prise.

Rappelons que le placement d'un symbole se fait en pressant la touche identifiant ce symbole (voir code ci-dessus), puis une touche fléchée (5 à 8) déterminant son orientation.

Si le résultat correspond au but recherché, on peut aussitôt « repartir » au moyen des touches fléchées (on se trouve alors en mode « transparent »), mais si le symbole doit être effacé, il suffit de faire DELETE. Attention, pour dessiner le symbole de remplacement, il faudra rappeler le mode « inscription » en appuyant sur GRAPHICS (9).

La **figure 2** donne un exemple de schéma pouvant être tracé en quelques minutes avec un minimum d'habitude, d'après les indications qui viennent d'être données.

Pour de plus amples informations, on se reportera à notre article du numéro 437, que nous ne reprendrons bien évidemment pas ici.

Les **figures 3 et 4** cataloguent les divers symboles programmés dans les lignes DATA 2000 à 2020 : si ce jeu ne suffisait pas, de la place a été prévue dans la numérotation des lignes du programme, pour que nos lecteurs puissent créer leurs propres graphismes (par exemple le transistor PNP).

Il suffit pour cela de préparer un modèle sur papier quadrillé, puis de construire la ligne DATA en comptant tout simplement les carreaux !

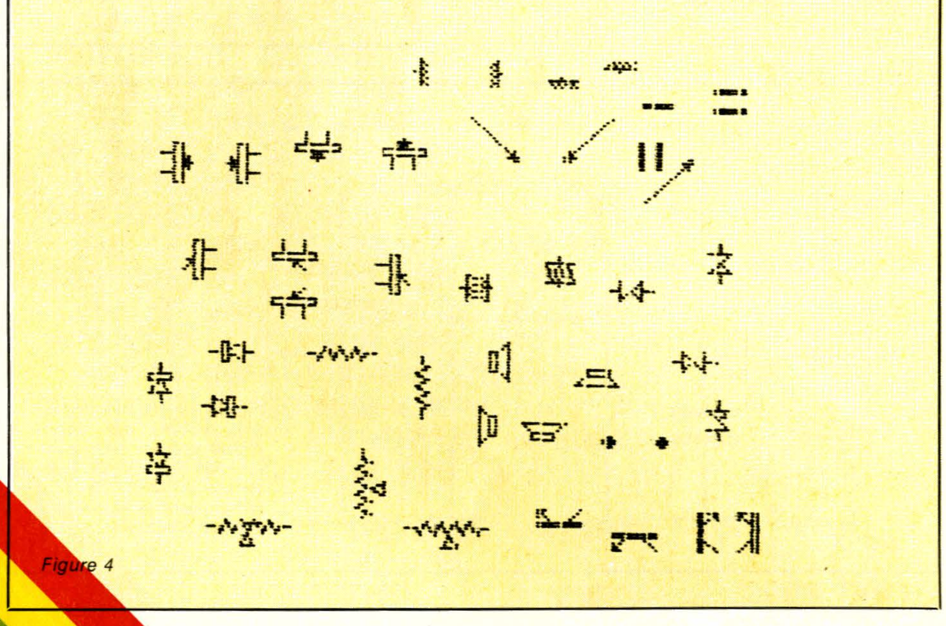
La ligne DATA ne doit pas contenir plus de trente valeurs (soit quinze couples x/y), mais elle peut être plus courte, à la condition de se terminer par 99.

La **figure 5** détaille l'exemple de la diode zener, afin de faciliter la compréhension des mécanismes mis en jeu.

On ne s'étonnera pas de l'inversion de l'axe des y par rapport au fonctionnement des instructions DRAW : un signe moins placé dans le programme rétablit la correspondance avec les conventions « SPECTRUM », tandis que les lignes DATA restent exactement les mêmes que pour l'ORIC.

Faites de beaux dessins !

Patrick GUEULLE


Figure 4

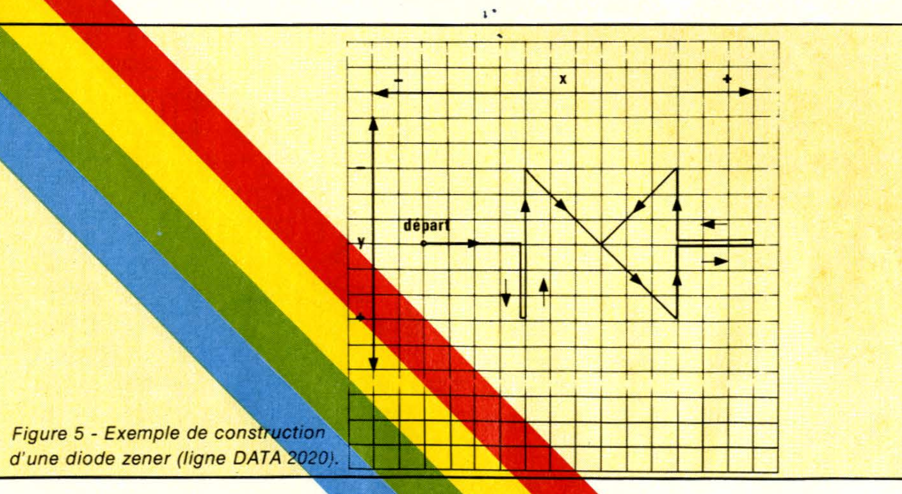
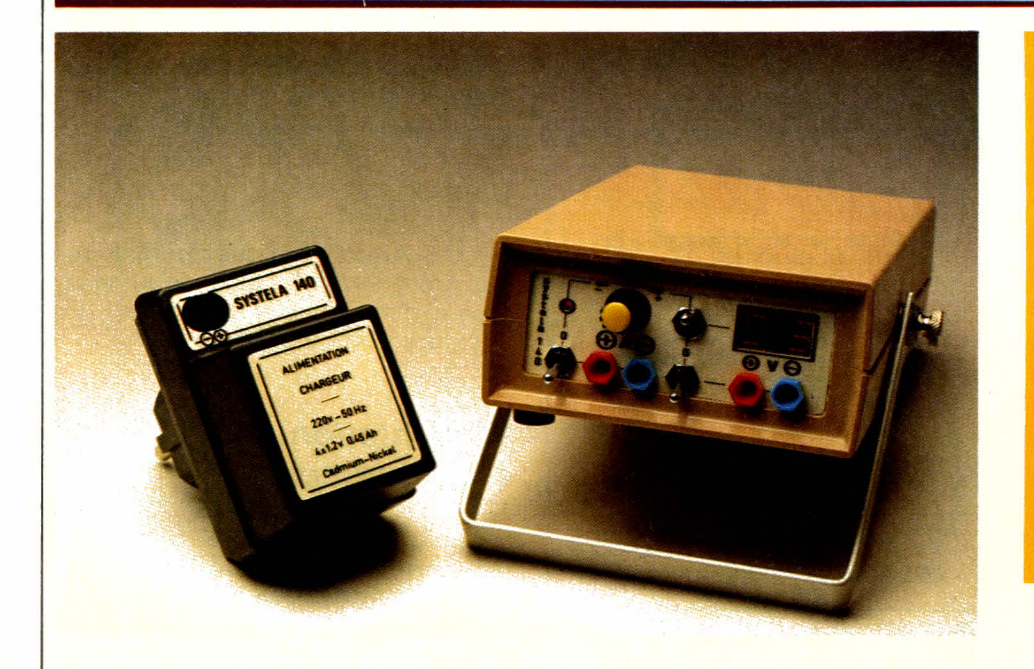


Figure 5 - Exemple de construction d'une diode zener (ligne DATA 2020).



Systela 140

suite du N° 442

temps:

difficulté:  

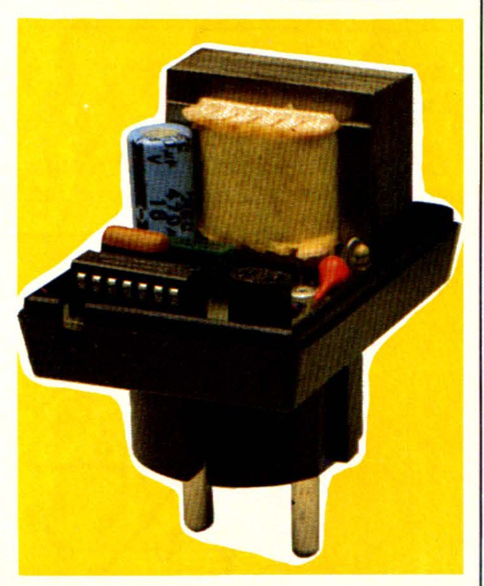
dépense: $ $

L'appareil que nous avons baptisé SYSTELA 140 regroupe sous un faible volume les fonctions d'alimentation stabilisée et de voltmètre numérique deux digits.

Rendu parfaitement autonome grâce à l'emploi d'un pack d'accumulateurs Cadmium-Nickel, ce petit système de mesure et de mise au point saura séduire l'amateur désirant effectuer des tests ou concevoir des montages de petite puissance, en des lieux où il est difficile de déplacer les «gros» appareils du laboratoire.

L'alimentation réglable de 1 à 40 V est du type à découpage, solution de mise en œuvre relativement simple, permettant d'élever a 40 V la tension du bloc d'accus. Le voltmètre à deux digits seulement (la place nous était comptée) permet néanmoins d'apprécier avec un certain confort la tension de sortie disponible aux bornes de l'alimentation ou, par commutation, de lire une tension externe jusqu'à 99 V.

La description théorique du SYSTELA 140 ayant été faite le mois précédent, nous aborderons ici la réalisation pratique qui vous demandera un maximum de soins si vous désirez parvenir à l'aspect «pro» de notre prototype.



Branchement des composants

Tous les brochages des différents composants constituant le Systela 140 sont donnés à la **figure 10.** Peu de points particuliers à signaler. Les circuits intégrés sont tous vu de dessus, les diodes BAX 13 et BAX 16 pourront être remplacées par des modèles équivalents. En ce qui concerne les deux afficheurs, nous avons utilisé des modèles motorola à 7 segments par points d'une hauteur de 6 mm mais pour des raisons qui concernent la facilité d'approvisionnement, nous vous proposons également un circuit imprimé d'affi-

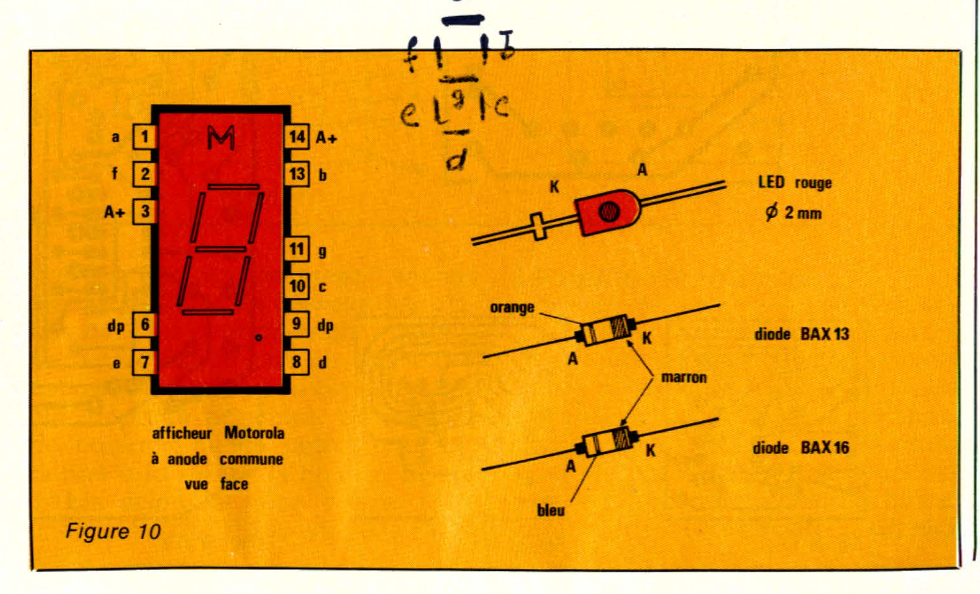


Figure 10

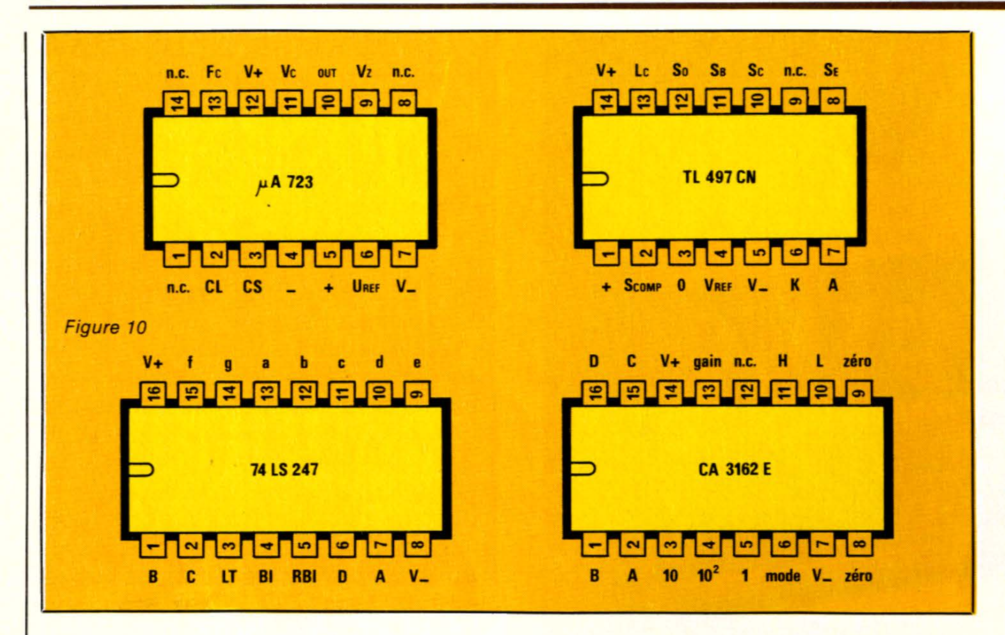


Figure 10

chage implanté avec des afficheurs miniatures Telefunken.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé du bloc-chargeur

Donné à la **figure 11 a.** Il n'offre aucune difficulté particulière et sa réalisation peut être très facilement exécutée à l'aide de bandes et pastilles transfert.

Le circuit imprimé principal

Est indiqué à la **figure 11 b.** Plus complexe que le précédent, il peut offrir quelques difficultés de réalisation au vu de la finesse de certaines traces et du rapprochement de celles-ci. C'est pourquoi nous préconisons uniquement la méthode photographique pour l'élaboration de ce circuit imprimé principal.

Pour le circuit imprimé d'affichage

On opérera identiquement au circuit précédent et on choisira selon le type d'afficheur retenu, le circuit de la **figure 11 c** ou **11 d**.

Implantation et raccordements

On cablera en premier lieu le circuit bloc chargeur dont le schéma d'implantation est donné à la **figure 12.** De prime abord seront montés les composants à plat ainsi que, côté cuivre, les deux tétons secteurs. A ce sujet quelques précisions s'imposent : Ils auront été récupérés soigneusement sur le CI de la petite alimentation décrite précédemment au moyen d'un léger fraisage (foret de ∅ 8 mm) côté rivetage. Il suffit ensuite de les percer longitudinalement à un diamètre de 2,5 mm et une profondeur de 6 mm. Le montage s'effectue alors très simplement sur notre circuit imprimé à l'aide de

SYSTELA 140
CU

Figure 11 a

CU

Figure 11 c

CU

Figure 11 d

systela 140
CU

Figure 11 b

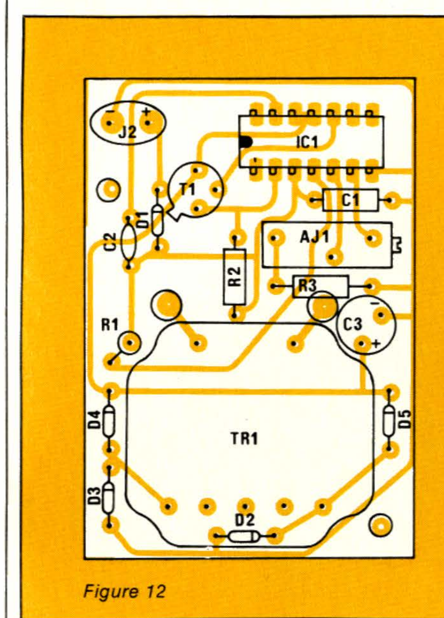


Figure 12

deux rivets «pop» de ∅ 2,5 mm côté composants et de deux grosses soudures côté cuivre. On terminera le câblage de ce CI par le condensateur chimique C_3, le transformateur TR_1 et l'embase de sortie J_2.

Le circuit imprimé principal, plus dense, reste néanmoins aussi facile à câbler. En suivant scrupuleusement le schéma de la **figure 13** le câblage s'exécute rapidement. Nous préconisons l'emploi de supports pour tous les circuits intégrés. Les différents straps seront quant à eux réalisés avec des queues d'éléments. Comme nous le voyons sur ce schéma d'implantation et de raccordement, une place suffisante a été laissée pour le pack cadnickel à l'arrière du CI, ainsi que sur l'avant pour le passage de tous les éléments de branchement et de commutation.

Figure 13

Figure 14

Figure 14 bis

Précisions sur AJ2

En fait, nous avions besoin pour le réglage de notre tension de sortie d'un élément potentiométrique de face avant alliant les caractéristiques suivantes : multitours linéaire, 15 tours minimum, robuste, de très petites dimensions, peu onéreux, facilement trouvable... Bref quelque chose de pas tellement courant ! Nous avons tourné la difficulté en employant un ajustable multitours normal du commerce spécialisé en le montant mécaniquement sur la face avant, à ras, seul l'axe de réglage dépassant pour pouvoir y fixer un petit bouton à serrage concentrique.

Il nous reste à parler rapidement du montage et câblage du circuit imprimé d'affichage. En premier lieu doivent être naturellement soudés les straps situés en dessous des afficheurs, puis ceux-ci, enfin on terminera le câblage par un câble à 9 conducteurs reliant ce circuit au circuit imprimé principal. Le schéma de cablage de ce petit circuit est donné à la **figure 14** ou a la **figure 14 bis** selon le tracé retenu (afficheurs MOTOROLA ou TELEFUNKEN).

Le cable de charge

Comme nous l'avons dit au début de cet article, nous utilisons donc le câble moulé livré avec l'alimentation de calculette. La seule modification consiste à couper à une extrémité le quadruple jack de branchement et à raccorder en lieu et place, conformément à la **figure 15** un jack mâle de ∅ 3,5 mm.

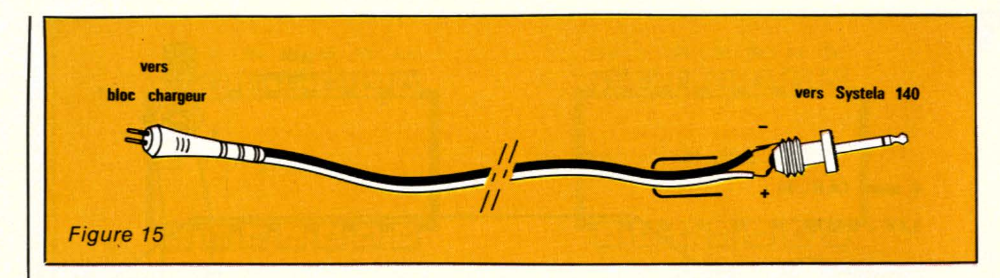
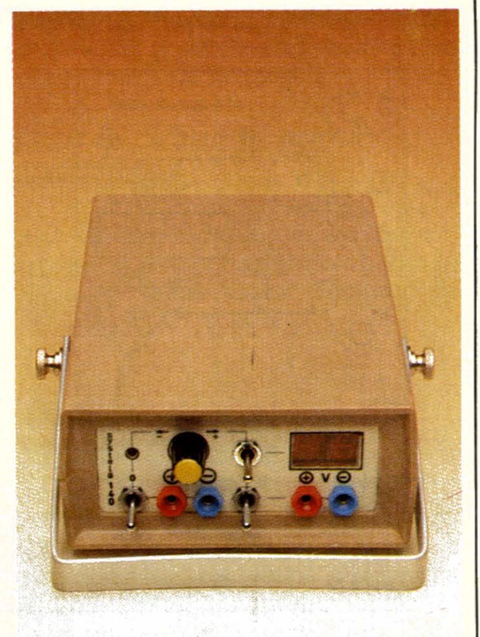


Figure 15



Usinage du boîtier

Il a été utilisé pour cette réalisation un petit boîtier très esthétique que nous avons voulu rendre encore plus fonctionnel par l'adjonction d'une béquille de positionnement. Le coffret du Systela 140 est un modèle RETEX SA de référence ELBOX RE-1 que l'on trouvera très facilement chez bon nombre de revendeurs spécialisés.

Usinage des faces avant et arrière

Pour mener à bien ces deux opérations, ôter les 4 petits pieds de caoutchouc au-dessous du coffret puis les 4 vis de fixation maintenant le coffret fermé. Il ne reste plus qu'à enlever les deux faces d'aluminium satiné en ayant bien soin de maintenir la pellicule auto-adhésive protectrice. Ensuite, réaliser les usinages conformément aux schémas donnés aux **figures 16 a et 16 b**. Du soin et de la qualité de cette exécution, surtout pour la face avant, dépendra évidemment le design de votre appareil. L'électronique n'est pas tout et pour notre part, quelle désillusion qu'un montage, aussi sophistiqué soit-il, glissé furtivement dans une boîte à savon ou un coffret usiné à la hâte. L'auteur affirme qu'un appareil électronique étudié par le concepteur en vue d'être réalisé par vous, amis lecteurs, se doit d'être aussi agréable à regarder, qu'à toucher et manipuler. A cet effet, le Systela et son bloc chargeur n'échappent pas à la règle.

Usinage des coques plastique

Très simple, il suffit de bien maintenir le coffret fermé et de réaliser un perçage de chaque côté. Ces deux trous serviront évidemment au pas-

Suite page 83

vue AR

9 9 5 5 5 2 6,5 8,5 13 31 9,5
14 9,5 15,5 9,5 9,5 9,5 14
81,5

7 perçages Ø 5

1 trou Ø 2

Figure 16 a

NOUVEAU

LA PREMIERE ENCYCLOPEDIE PRATIQUE DE LA TELEVISION



Après "Le Livre Pratique de l'Electronique", EUROTECHNIQUE vous présente aujourd'hui dans la même collection, sa nouvelle encyclopédie "LE LIVRE PRATIQUE DE LA TELEVISION".

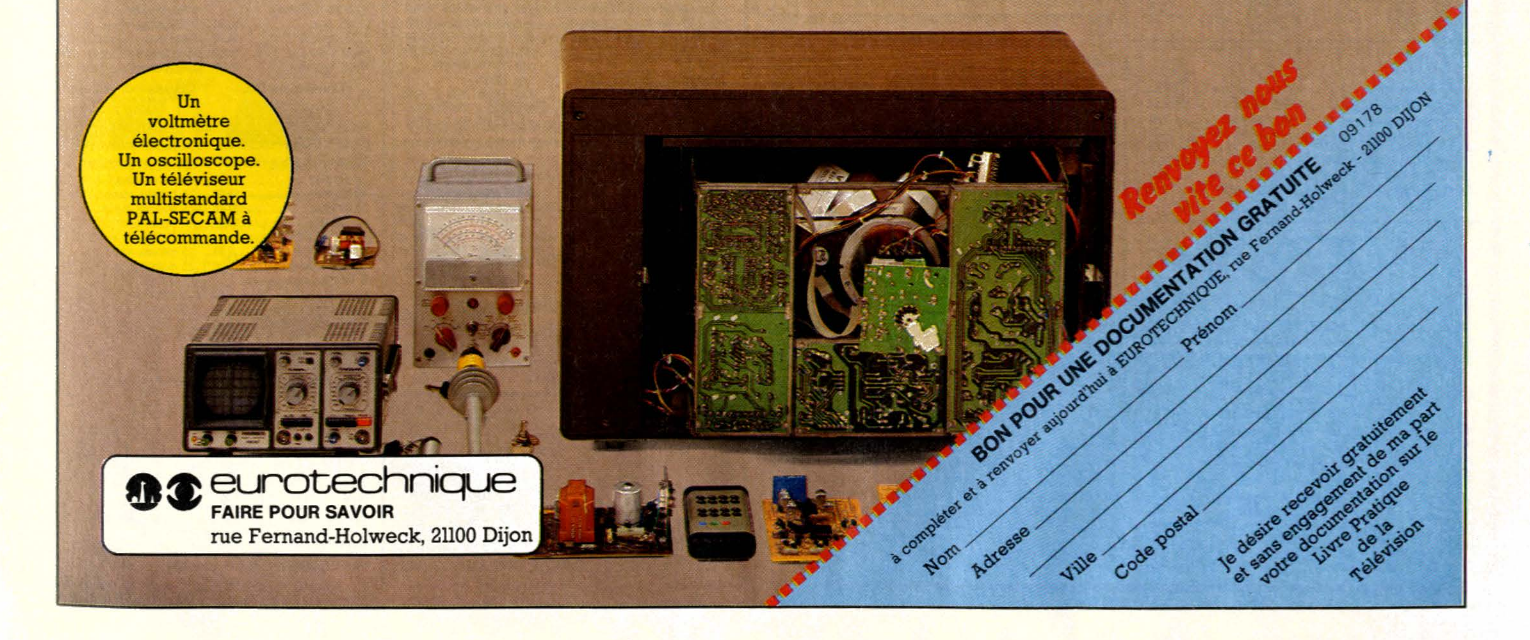
Conçue sur le même principe, c'est-à-dire une série de volumes très clairs, attrayants et abondamment illustrés, accompagnés de coffrets contenant tout le matériel pour une application immédiate.

FAIRE :

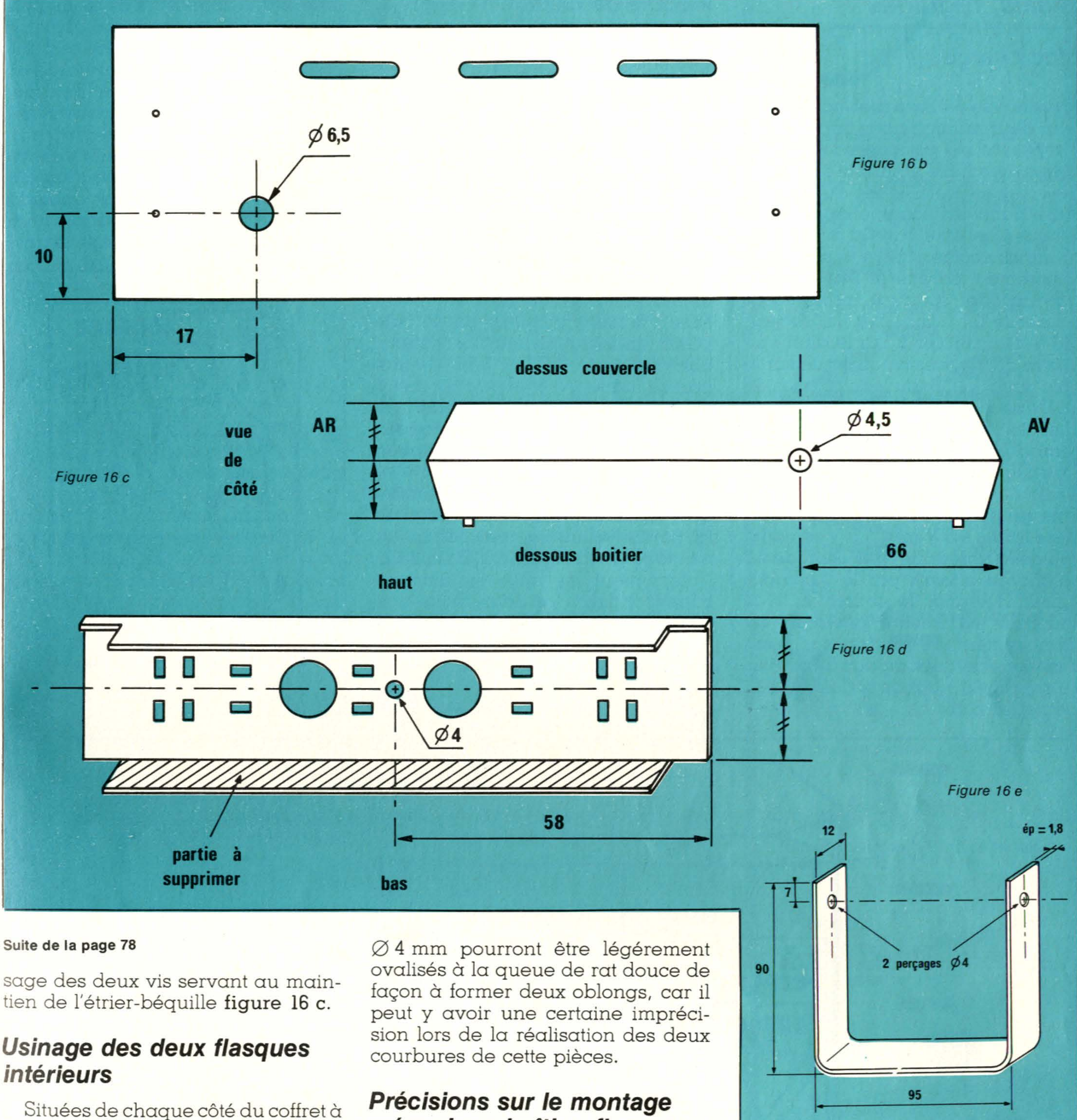
Grâce à des directives claires et très détaillées, vous aurez la fierté de réaliser vous-même votre téléviseur couleurs PAL-SECAM multistandard à télécommande ainsi qu'un voltmètre électronique. Vous recevrez également un oscilloscope de qualité grâce auquel vous effectuerez de nombreux contrôles et mesures.

SAVOIR :

Dans ce domaine en pleine expansion, vôus enrichirez vos connaissances d'une spécialisation passionnante qui peut s'avérer très utile sur le plan professionnel.
De plus, vous disposerez, chez vous, d'un ouvrage complet de référence sur la Télévision noir et blanc et couleurs, que vous pourrez consulter à tout moment.




PHILIP MORRIS
SUPER LIGHTS
PHILIP MORRIS
SUPER LIGHTS
SUPER LIGHTS
PHILIP MORRIS
THE FINEST
SELECTION
SUPER LIGHTS
TBWA
L'AMERICAINE SUPER LEGERE NICOTINE : 0.4 MG GOUDRONS : 3,9 MG



Suite de la page 78

sage des deux vis servant au maintien de l'étrier-béquille **figure 16 c**.

Usinage des deux flasques intérieurs

Situées de chaque côté du coffret à l'intérieur de celui-ci, ces deux flasques métalliques seront usinées conformément au dessin donné à la **figure 16 d**. On fera bien attention après avoir supprimé un des deux renvoi métallique sur chaque pièce, que le perçage de ∅ 4 mm corresponde pour chaque flasque aux perçages de ∅ 4,5 mm du boîtier.

Étrier de maintien

Réalisé à l'aide d'un petit rail d'aluminium de 12 mm de large on suivra les cotations données à la **figure 16 e**. Les deux perçages de ∅ 4 mm pourront être légérement ovalisés à la queue de rat douce de façon à former deux oblongs, car il peut y avoir une certaine imprécision lors de la réalisation des deux courbures de cette pièces.

Précisions sur le montage mécanique boîtier, flasques, étrier

Comme en maquetisme, une réalisation aisée est celle où aucun point obscur ne vient gâcher le montage par le fait d'une incompréhension, bien souvent la cause d'une étude mal menée d'ailleurs. Otons les deux flasques du coffret, glissons dans chaque trous de ∅ 4 mm, par l'intérieur, une vis à métaux en laiton étamé de longueur 20 mm ou 30 mm et soudons à l'étain à l'intérieur de la flasque la tête de vis. Ce travail terminé, il ne reste plus qu'a glisser chaque flasque dans la partie inférieure du coffret, le CI principal étant évidemment fixé et raccordé, puis de refermer le coffret. A ce moment, en écartant légèrement l'étrier, par élasticité, il ne suffit plus qu'à le monter sur les deux vis dépassant ainsi de chaque côté du coffret et à le fixer par l'intermédiaire de rondelles et vis moletées. Le Systela 140 est terminé et doit être naturellement conforme aux photos qui accompagnent cet article.

Essais, réglages

Bloc chargeur

Avant de le brancher sur le secteur, deux manipulation importantes s'imposent : 1) positionner AJ_1 à peu près à mi-course et surtout glisser les deux tétons métalliques du CI (secteur) dans les logements en ABS conçus à cet effet dans la partie inférieure du boîtier, ainsi il se trouve entièrement caréné et l'on ne peut plus accéder au tracé (prudence... prudence !). Connecter le secteur 220 V et contrôler à l'aide d'un voltmètre que la tension continue sur le pôle positif de C_3 ou les cathodes de D_2 D_5 est de + 17 V. Ensuite, brancher le voltmètre aux bornes de l'embase J_2, voir **figure 17**, et s'assurer en tournant lentement AJ_1 que la tension évolue de + 3,7 V à +7,2 V. Il ne reste plus qu'à fixer cette dernière entre +5 V à + 5,5 V en fonction de la valeur de la tension de fin de charge atteinte par le bloc cadnickel. Refermer le coffret du bloc chargeur en faisant attention au branchement du cordon sur l'embase (pas de détrompeur !). Vérifier qu'en sortie du jack on obtient bien la même tension.

Module de base

Après avoir ôté le dessus du coffret, basculons l'interrupteur de mise sous tension de l'alimentation. La LED située en face avant doit naturellement s'éclairer. En premier lieu s'impose le contrôle aux bornes de notre jack d'accumulateur. Pour une charge correcte de celui-ci, le voltmètre doit indiquer une tension comprise entre 4,8 V et 5,3 V. Il nous reste à nous assurer d'une part du bon fonctionnement de notre alimentation à découpage en mesurant la tension continue sur le pôle positif du condensateur C_6, celle-ci doit être de + 40 V ± 5 %, d'autre part de manœuvrer le potentiomètre de réglage AJ_2 du minimum au maximum et ainsi de contrôler que la tension en sortie d'alimentation passe bien de + 1 V à + 40 V.

Il ne nous reste plus maintenant qu'à effectuer l'essai et le réglage de la partie voltmètre, procédons au montage de la **figure 18**. Basculons l'interrupteur de mise en fonction correspondant, les deux digits doivent naturellement s'allumer. A ce moment, pour les réglages suivants, il faut que le sélecteur d'entrée voltmètre soit positionné sur extérieur et non sur l'alimentation, celle-ci d'ailleurs étant stoppée. A ce moment le premier réglage consiste à régler le potentiomètre ajustable AJ_3 et d'afficher sur les deux afficheurs 00 en ayant eu soin évidemment de strapper les deux bornes d'entrée voltmètre. Pour le deuxième réglage on emploiera une petite alimentation stabilisée 0. 20 V et, ayant au préalablement déstrappé les bornes d'entrée du voltmètre, on injectera sur celles-ci une tension par exemple

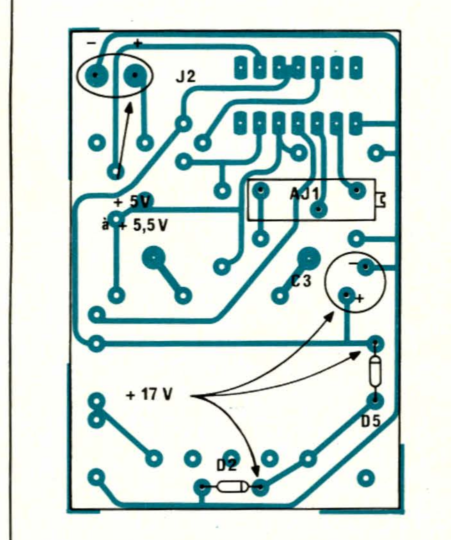


Figure 17

Figure 18

de 18 V. A ce moment il ne reste plus qu'à régler l'ajustable AJ_4 de façon à afficher 18. Les réglages de la partie voltmètre sont terminés et l'on peut maintenant contrôler le bon fonctionnement de l'ensemble en positionnant l'inverseur de choix d'entrée voltmètre sur alimentation et en s'assurant qu'en tournant le potentiomètre en face avant, l'affichage s'échelonne de 1 à 40 V. Il est clair qu'en repositionnant cet inverseur sur extérieur et si aucune source n'est connectée aux bornes d'entrée, l'affichage doit indiquer 00.

Utilisation

On peut soit utiliser l'alimentation séparément, soit encore seulement le voltmètre. Les deux peuvent être utilisés conjointement, soit de façon unique, le voltmètre affichant en permanence la tension de sortie de l'alimentation, soit encore en programmant à l'aide de l'affichage une certaine tension nécessaire à l'essai d'un prototype puis en utilisant alors uniquement le voltmètre pour le contrôle des différents circuits de l'appareil. Se rappeler quand même que l'autonomie des accumulateurs n'est pas infinie et que si l'on a pas besoin de l'affichage il vaut mieux l'éteindre.

Conclusion

Nous en avons terminé avec l'étude et la réalisation du système électronique d'alimentation. Nous espérons que cet ensemble utilitaire séduira bon nombre de lecteurs par son originalité, ses caractéristiques, sa facilité d'utilisation et, comme nous le prévoyons par sa présentation hors série. Nul doute qu'il ne dépareillera pas le laboratoire de l'électronicien amateur, fut-il, le plus chevronné et que pour beaucoup, son petit côté «autonomiste» s'affranchira de bien des situations.

C. De MAUSY

Nomenclature

Circuits intégrés

IC_1: µA 723
IC_2: TL 497 CN
IC_3: µA 723
IC_4: CA 3162 E
IC_5: 74 LS 247

Transistors

T_1: 2N 2222
T_2: 2N 2222
T_3: 2N 1711
T_4: BC 557
T_5: BC 557

Diodes

D_1, D_2, D_3, D_4, D_5: BAX 16

LED_1: LED ∅ 2 mm rouge

justables

AJ_1: Ajustable multitours 1 kΩ
J_2: Ajustable multitours 10 kΩ
AJ_3: Ajustable multitours 10 kΩ
AJ_4: Ajustable multitours 10 kΩ

Résistances

R_1: 560 Ω 1/4 W
R_2: 15 Ω 1/4 W
R_3: 1,2 kΩ 1/4 W
R_4: 1 kΩ 1/4 W
R_5: 1 Ω 1/2 W
R_6: 33 kΩ 1/4 W
R_7: 1 kΩ 1/4 W
R_8: 3,9 Ω 1/4 W
R_9: 1 MΩ 1/4 W
R_{10}: 10 kΩ 1/4 W
R_{11}: 10 kΩ 1/4 W

Condensateurs

C_1: 0,1 µF / 250 V polyester
C_2: 220 pF céramique
C_3: 470 µF / 16 V chimique
C_4: 220 pF céramique
C_5: 150 pF céramique
C_6: 1000 µF / 40 V chimique
C_7: 0,1 µF / 250 V polyester
C_8: 10 µF / 40 V chimique
C_9: 0,15 µF / 35 V tantale
C_{10}: 0,01 µF polyester
C_{11}: 4,7 µF / 35 V tantale
C_{12}: 0,01 µF polyester
C_{13}: 15 µF / 16 V chimique

Divers

2 afficheurs Anode Commune
D 100 PA Telefunken par exemple
4 embases ∅ 2 mm à visser
1 coffret RETEX ELBOX RE-1

TR_1: transformateur 220 V/12 V 0,3 A

J_1: embase jack ∅ 3,5 mm
J_2: embase sortie 2 plots CI

K_1: interrupteur miniature 2 positions
K_2: interrupteur miniature 2 positions
K_3: inverseur unipolaire 2 positions

L_1: Self 150 µH

Informations composants

Texas Instruments propose son temporisateur LINCMOS® TLC555 de Texas Instruments au prix du NE555

Texas Instruments vient de baisser de façon spectaculaire le prix de son temporisateur LinCMOS TLC555. Ce circuit, issu de la technologie CMOS à grille silicium, est maintenant proposé à un prix équivalent à celui du NE555 bipolaire standard.

Le succès du TLC555, depuis son lancement au début de l'année, a permis à Texas Instruments d'accéder à une production en volume et d'obtenir des coûts de fabrication hautement compétitifs.

Doté de performances accrues tant au niveau de la vitesse que de la consommation, le TLC555, grâce à sa compatibilité broche à broche, est destiné à remplacer rapidement le NE555 classique dans la plupart des applications. Dans cette attente, Texas Instruments a déjà approvisionné l'ensemble de ses distributeurs sur ce produit.

Texas Instruments espère que le rapport prix/performance offert sur le TLC555 va inciter les utilisateurs à mieux profiter des avantages de la nouvelle tehcnologie LinCMOS au travers des autres produits de la gamme (amplificateurs opérationnels, comparateurs, convertisseurs analogiques/numériques).

Avec une puissance dissipée de 850 microwatts seulement, le TLC555 dispose d'une consommation vingt fois moins importante que celle du NE555 classique. Par rapport à ce même circuit, la fréquence de travail du TLC555 est dix fois plus élevée et peut atteindre 2,1 MHz max. Enfin, le très faible courant de polarisation en entrée du TLC555, inhérent à l'utilisation de la technologie CMOS, permet d'optimiser les paramètres de fonctionnement par l'usage de capacités de petite taille et de faible coût.

TEXAS INSTRUMENTS FRANCE
BP 5 06270 Villeneuve Loubet

Registres à décalage rapide RCA

Des registres à décalage rapide 8 bits CMOS s'ajoutent à la famille QMOS de RCA.

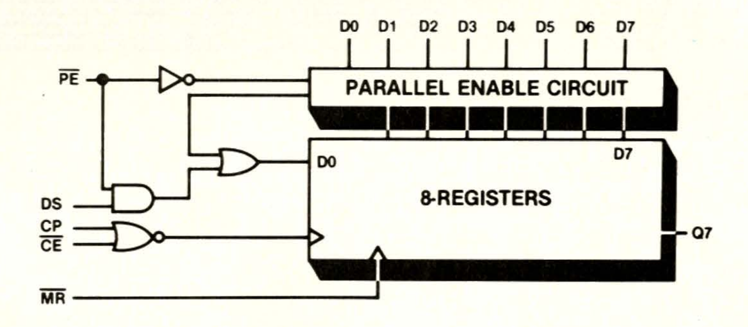
Deux versions d'un registre à décalage 8 bits à entrée parallèle/sortie série viennent d'être ajoutés à la famille CMOS rapide de RCA. Ces produits le CD74HC166 et le CD74HCT166, sont fabriqués à partir du procédé QMOS, à grille silicium de RCA. Le HC166 est étudié pour les systèmes CMOS alors que le HCT166 est compatible LSTTL et est prévu pour le remplacement des technologies bipolaires rapides en apportant le bénéfice de la faible consommation des CMOS.

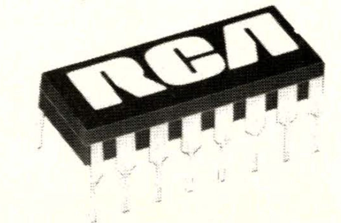
Chacun de ces circuits est un registre à décalage 8 bits qui permet l'entrée des données synchrone en série ou en parallèle en fonction de l'état de l'entrée PE (Parallel Enable). Si PE est forcé à l'état bas avant la transition positive du signal d'horloge, les données présentes sur les 8 lignes parallèles d'entrée sont introduites dans le registre. Quand PE est haut, le dispositif fonctionne en registre série. Un bit sur l'entrée DS (Sérial Data) entre dans le flip flop de rang le plus bas (Q0) et chacun des autres bits présents dans le registre est décolé vers la position supérieure ((Q0→ Q1→Q2, etc.) sur chaque transition positive de l'horloge.

Les étages de sortie ont une capacité d'injection ou d'extraction de courant de 4 mA, ce qui est suffisant pour commander 10 charges LSTTL. Les produits HC sont spécifiés pour fonctionner à des tensions d'alimentation comprises entre 2 et 6 V, alors que la série HCT, prévue pour la comptibilité TTL accepte des tensions d'alimentation de 4,5 à 5,5 V.

En raison de leur construction CMOS, chacun de ces types admet une gamme de température plus élevée que les logiques biopolaires : − 40 à + 85° C pour la QMOS comparée aux 0 à 70° C de la LSTTL.

Les CD74HCT166 sont encapsulés dans un boîtier plastique DIL, 16 broches.





Divers

ELC : Reprise définitive des activités de CENTRAD

CENTRAD représente 40 années d'expérience dans la mesure électrique et électronique avec une gamme allant du multimètre analogique au générateur de mire de télévision, en passant par des fréquencemètres, sonomètres, générateurs etc...

E.L.C. apporte le punch et la jeunesse, mais aussi une gamme d'alimentation de qualité, complétée par des appareils de tableaux, des sondes d'oscilloscopes etc...

La centralisation des services commerciaux et techniques à ANNECY, ville parfaitement désservie au niveau des transports et des communications, permettra une réponse accélérée aux demandes de la clientèle.

Nul doute que cet apport d'expérience permette à la société E.L.C. d'effectuer un pas décisif dans son évolution actuelle.



Télécommande « arrêt » à coupure totale

Possibilité de détecter des blancs en fin de programme télévisé ou musical

Le montage proposé ce mois-ci permet de couper l'alimentation de tout appareil fonctionnant sur le réseau, au moyen des ultras-sons. De plus, pour éviter toute surchauffe du récepteur (pendant la nuit, par exemple) celui-ci se déconnecte du 220 V au même moment que la charge. Nous avons également adapté sur ce récepteur un détecteur de blancs en fin de programme, télévisé ou musical : aucun problème si vous vous endormez devant votre téléviseur ou votre chaîne HiFi ! Celle-ci se coupera lorsque un blanc supérieur à 10 secondes (fin de cassettes, de disques, etc...) sera détecté.

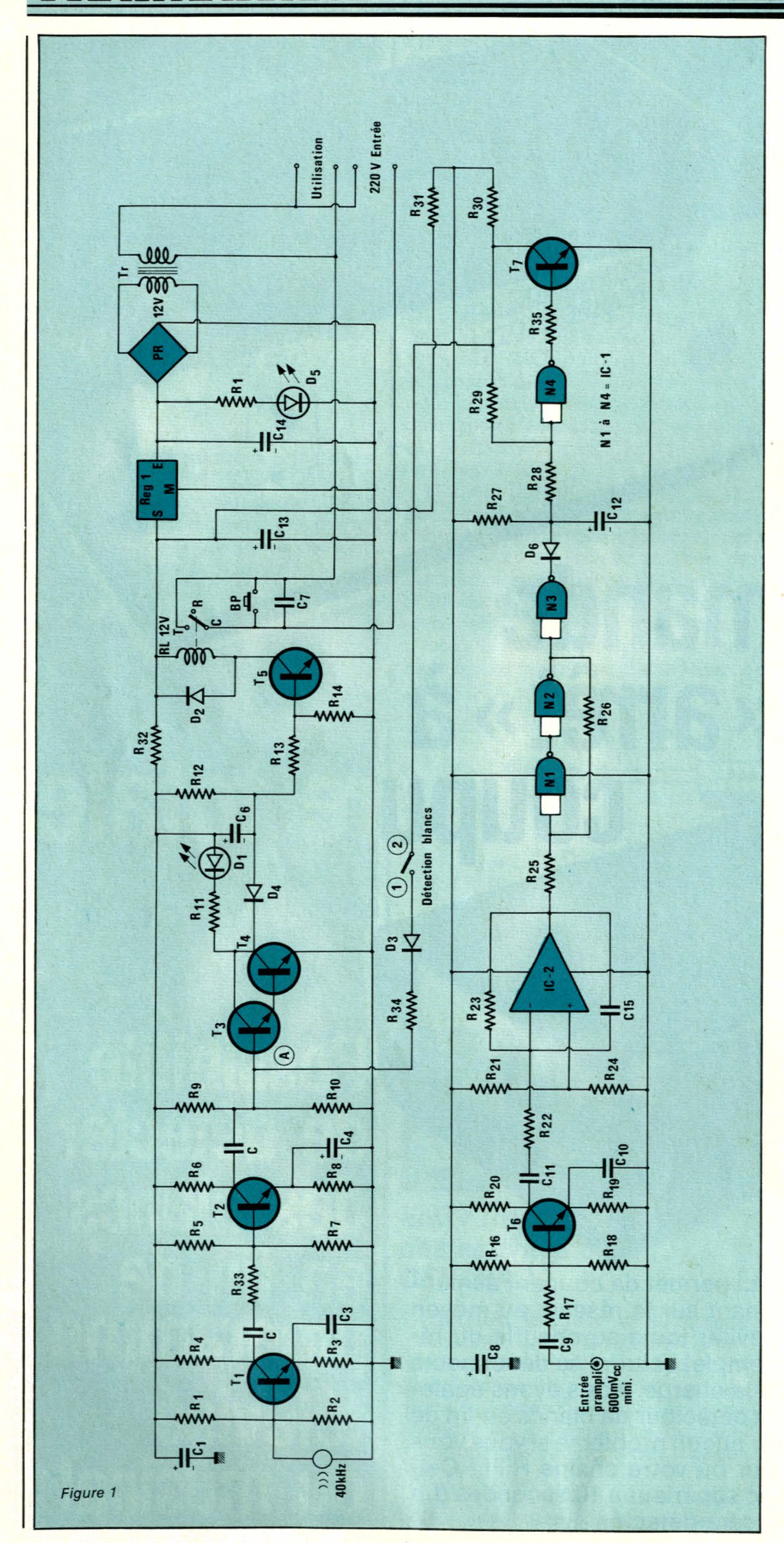


Figure 1

Principe retenu

Un émetteur portatif va produire un signal à 40 kHz, celui-ci sera émis par un transducteur ultrasonique, le signal sera reçu par une autre pastille ultrasonique, l'information sera envoyée à une électronique de traitement chargée d'actionner un relais qui coupera la charge ainsi que le récepteur.

Le récepteur

Son schéma de principe est visible à la **figure 1.** La pastille réceptrice possédant une résistance de sortie quasie infinie, il n'est pas nécessaire d'intercaler un condensateur pour éviter le décalage du point de repos de T_1. En effet, pour faire fonctionner un étage construit, par exemple, comme le préamplificateur utilisant T_1, il est nécessaire de s'imposer un certain courant i_o circulant au repos (donc sans signal à l'entrée) dans la jonction collecteur émetteur du transistor.

Ce courant i_o est égal au produit du courant circulant de la base (i_b) par le coeficient d'amplification statique du transistor (β_S). Autrement dit, un courant i_b appliqué sur la base autorise un courant collecteur $i_b \times \beta_S$, soit pour obtenir i_o au repos, la nécessité d'injecter un courant i_b égal à i_o/β_S. Cette opération s'appelle la polarisation du transistor, et sera réalisée par un pont de résistances R_1 R_2. Si le générateur appliqué entre masse et et jonction R_1 R_2 possède une faible résistance de sortie, celle-ci, placée en parallèle sur R_2, modifiera le potentiel de pont donc le courant i_o. Comment calculer ces composants ? Il faut d'abord s'imposer le courant collecteur : Si la charge consomme 2 mA, le courant collecteur sera au minimum de 2 mA. Il faut donc connaître la valeur de la charge appliquée au transistor. Connaissant i_o, le gain en tension du montage et l'alimentation (cette dernière étant obtenue à partir de la dynamique maximale à transmettre, ainsi que le V_{CE} minimal), on peut calculer les divers composants associés à T_1. Nous n'entrerons pas dans ces détails, le but de cet article étant de décrire le fonctionnement de l'appareil, non de faire un cours puisque plusieurs descriptions théoriques de ce genre ont été faites dans des numéros précédents. Simplement, le gain en tension à vide est égal à # R_4/R_3 sur le palier haut du

diagramme de Bode et que l'on maintient 1 V aux bornes de R_3 au repos. Ceci pour effectuer la compensation en température : Si la température monte, le gain du transistor augmente, Ic en fait de même donc Ic × V_{CE} risque de dépasser la valeur maximale annoncée par le constructeur d'où claquage de la jonction. Pour supprimer ce défaut, on intercale dans la ligne d'émetteur une résistance qui, lorsque ic augmentera, verra la ddp à ses bornes augmenter et ainsi, fera diminuer le Vbe du transistor. Il conduira moins et par là même ocsasion réduira son courant collecteur d'où compensation en température. La capacité C ajuste la fréquence de coupure de l'étage. Cette fréquence de coupure est égale à :

$$f_o = \frac{1}{2\,\pi\,RSC3}$$

Avec, R_S, résistance de sortie d'émetteur égale à :

$$R_3 \;//\; \frac{Rg + h_{11}}{\beta + 1}$$

T_2 est un étage de conception similaire à l'étage précédent. C_4 varie pour permettre un gain supérieur dans les fréquences basses, fréquences atténuées par l'étage d'avant pour combattre un parasitage quelconque. Nous sommes donc au point A du schéma. Le potentiel de ce point sera fonction de l'émetteur. Si ce dernier fonctionne, nous aurons un signal de 40 kHz en A. Ce signal va commander le darlington T_3 T_4 via C_5. Sur le collecteur de T_4 nous aurons l'onde à 40 kHz, amplifiée fortement, qui illuminera la diode LED et qui, redressée par D_1 C_6 et R_{12} va bloquer T_5 et faire décoller le relais, d'où coupure de la charge et de la télécommande. Pourquoi une valeur de R_{12} aussi faible ? Ce sont les parasites qui ont conditionné cette valeur. En effet, au repos, donc sans mise en route de l'émetteur, T_5 conduit, polarisé par R_{12} R_{14}. Si un parasite arrive et fait conduire T_3 T_4, l'armature ⊖ de C_6 passe brusquement à zéro et bloque T_5. Donc C_6 est de forte valeur pour permettre au potentiel de la jonction R_{12} R_{13} d'évoluer lentement vers zéro et donc de ne l'atteindre que si l'information d'entrée est suffisamment longue. Lorsque surgit une salve de parasites, C_6 descend quand même sur le zéro volt puisqu'il est chargé petit à petit par de brèves impulsions parasites. Il faut donc maintenir le plus possible le potentiel R_{13} R_{12} à + V ceci, si C_6 est déchargé. Cette décharge s'effectuera dans R_{12}, et R_{12} est faible pour une décharge rapide de C_6. Le montage est alimenté sous 12 V, à travers R_{32} et filtré par C_1. L'alimentation est classique et n'appelle aucun commentaire particulier. Par mesure de sécurité il sera préférable d'insérer un fusible dans la ligne alimentant le primaire du transformateur, un porte fusible peut facilement être fixé sur la face arrière de l'appareil. R_{15}, D_4 indiquent la mise en marche de l'appareil, mise en route enclenchée par action sur le bouton poussoir shunté par C_7, câblé sur ces cosses.

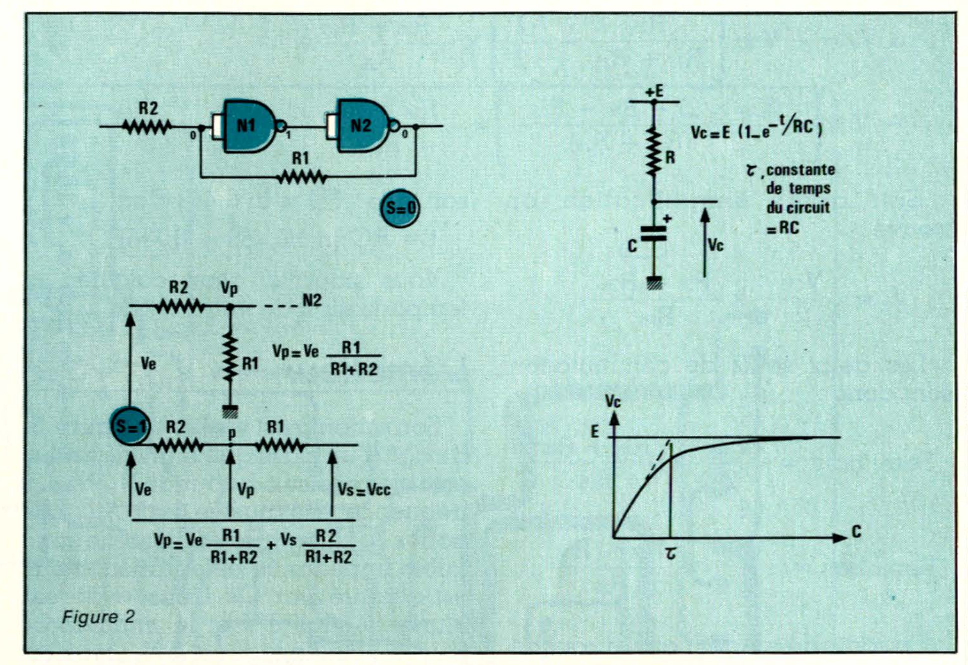


Figure 2

Le détecteur de blancs

Il faut créer un niveau « 1 » appliqué en A en l'absence de modulation, soit un zéro en sortie du détecteur lorsqu'il y a modulation, zéro supprimé par D_5 qui bloquerait T_3 constamment et empêcherait le fonctionnement correct c'est-à-dire, malgré la mise en position « détecteur de blancs », pouvoir couper la charge par action sur l'émetteur. Voyons maintenant comment travaille ce module. Le signal BF est acheminé au moyen de C_9 R_{17} sur un amplificateur de tension d'une configuration identique aux deux précédents. Ce n'est pas un amplificateur HiFi ! Il faut ici, écrêter au maximum la tension. C'est pourquoi nous rajoutons un autre amplificateur à 741 destiné à écrêter d'avantage l'onde de façon à commander le trigger de schmitt formé par N_1 et N_2. Comment fonctionne ce trigger ? Regardons la **figure 2**. Si la tension d'entrée augmente, le potentiel de jonction R_{25} R_{26} va lui aussi augmenter et atteindre le seuil de basculement de la porte. Ainsi, la sortie va passer de « 0 » à « 1 » et ce « 1 » va être renvoyé à l'entrée par R_{26} pour accélerer le phénomène. Le raisonnement est identique lorsque le signal descend Calculons les seuils sachant que les portes basculent à $V_{CE}/2$. Supposons la sortie à zéro, celà signifie que le potentiel sur l'entrée de N_1 est nul. Nous avons un diviseur potentiométrique formé par R_{25} et R_{26}. On peut donc écrire pour le premier cas seulement :

$$V_e \rightarrow \frac{V_{CC}}{2} = V_e \times \frac{R_{26}}{R_{25} + R_{26}}$$

$$\text{d'où } V_e = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{R_{25} + R_{26}}{R_{26}}$$

Maintenant, la sortie est haute, V_E va devoir baisser pour provoquer un second basculement. Nous avons donc deux générateurs de tension : l'un V_E et l'autre $V_S = V_{CC}$. Entre les deux, nous avons R_{25} R_{26} en série et à leur jonction nous avons également V_E. Et ce V_E doit repasser par $V_{CC}/2$ pour rebasculer : Appliquons le théorème de superposition :

$$\frac{V_{CC}}{2} = V_e \times \frac{R_{26}}{R_{25} + R_{26}} + V_{CC} \times \frac{R_{25}}{R_{26} + R_{25}}$$

$$\rightarrow V_e = -V_{CC}\left[\frac{R_{25}}{R_{26}+R_{26}} - \frac{1}{2}\right] \times \frac{R_{26}+R_{25}}{R_{26}}$$

$$= -V_{CC}\left[\frac{(K_{25}\times 2) - R_{26} - R_{25}}{2\times(R_{26}+R_{25})}\right] \times \frac{R_{26}+R_{28}}{R_{26}}$$

Soit après simplification on trouve :

$$V_e = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{R_{26}-R_{25}}{R_{26}}$$

Les deux seuls de commutation sont donc :

$$\text{Seuil haut} = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{R_{25}+R_{26}}{R_{26}}$$

$$\text{Seuil bas} = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{R_{26}-R_{25}}{R_{26}}$$

En sortie de trigger nous aurons de fines impulsions positives. Celles-ci seront inversées par N_3, empêchant ainsi toute charge de C_{12} par R_{27}. En l'absence d'impulsions, donc de modulation, C_{12} se charge via R_{27} et déclenche le trigger formé par N_4 T_7. Nous avons utilisé un transistor, simplement par manque de portes logiques, un 4011 en contenant seulement quatre. En l'absence d'impulsion, donc après basculement, T_7 est bloqué et transmet un « 1 » par D_5 et R_{34} sur la base de T_3, coupant l'alimentation de la chaîne. La tension aux bornes de C_{12} n'est accessible que sous haute impédance, n'essayez pas de visualiser sa charge en branchant votre contrôleur à ses bornes !

D_6 évite au « 1 » présent en sortie de N_3 de charger brutalement C_{12}, donc sans temporisation. La valeur de temporisation peut être ajustée en jouant sur C_{12} R_{27}. Calculons la valeur exacte de cette temporisation. Notre bascule N_4 T_7 commute pour :

$$V_e = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{R_{28}+R_{29}}{R_{29}} \# 6{,}13\text{ V}$$

Ainsi lorsque la tension aux bornes de C_{12} aura atteint 6, 13 V, la commutation s'effectuera. Nous savons que la charge d'un condensateur sous tension E à travers une résistance R, vaut : $V_C = E\,(1 - e^{-t/RC})$. (Ceci est la solution générale de l'équation différentielle :

$$V_e = RC\frac{dV}{dt} + \frac{1}{C}\int i\,dt$$

Soit l'équation à résoudre: 6,13 V = 12 V $(1 - e^{-t/RC})$ (=) 0,489 = $e^{-t/RC}$

soit ln $(e^{-t/RC})$ = ln 0,489 d'où

$t = RC \ln 1/0{,}489 \# 0{,}715RC$

Vous pourrez ainsi calculer la temporisation de votre choix.

L'émetteur

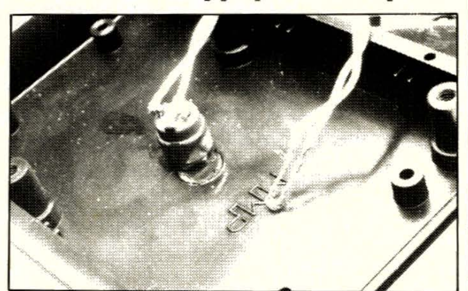
Son schéma est visible en **figure 3**. Il s'agit d'un classique multivibrateur astable construit autour de N_1, N_2. La fréquence est ajustée par Aj_1. Les portes N_3 N_4 permettent la sortie sous faible impédance et le transducteur est attaqué par C_4. L'ensemble est alimenté sous 9 V et le multivibrateur fonctionne sous 5 V, tension obtenue par D_{21} R_1. Nous avons préféré alimenter le tout sous 8 V pour éviter un décalage en fréquence à chaque changement de pile. Une LED Dz indique l'alimentation de l'émetteur.

Réalisation pratique

Le récepteur voit ses tracé et implantation représentés respectivement aux **figures 4 et 5** et l'émetteur en **figures 6 et 7.** On s'inspirera des photos pour l'usinage des boîtiers : L'émetteur sera logé dans un boîtier MMP réf : 173 LPA et le récepteur dans un ESM réf : EC 18/07 FA.

Mise au point

Elle se résume au réglage de la fréquence de l'émetteur sur 40 kHz, ceci avec oscilloscope, fréquencemètre, etc. En appuyant sur le pous-



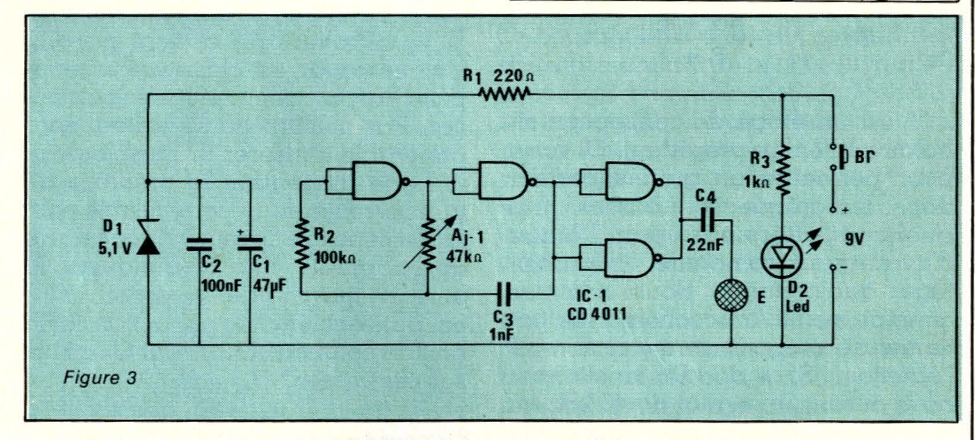
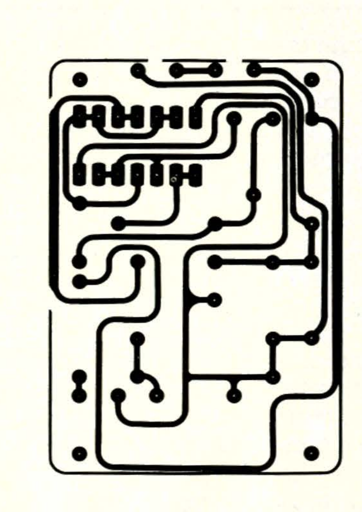


Figure 3



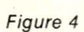


Figure 4

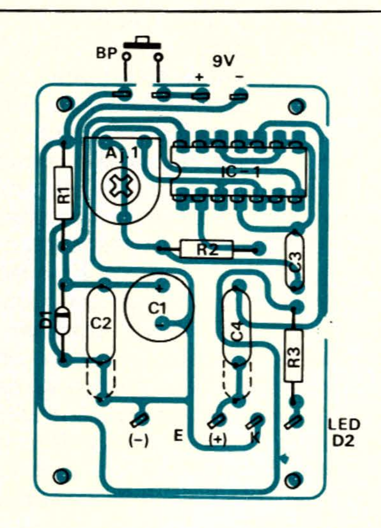


Figure 5

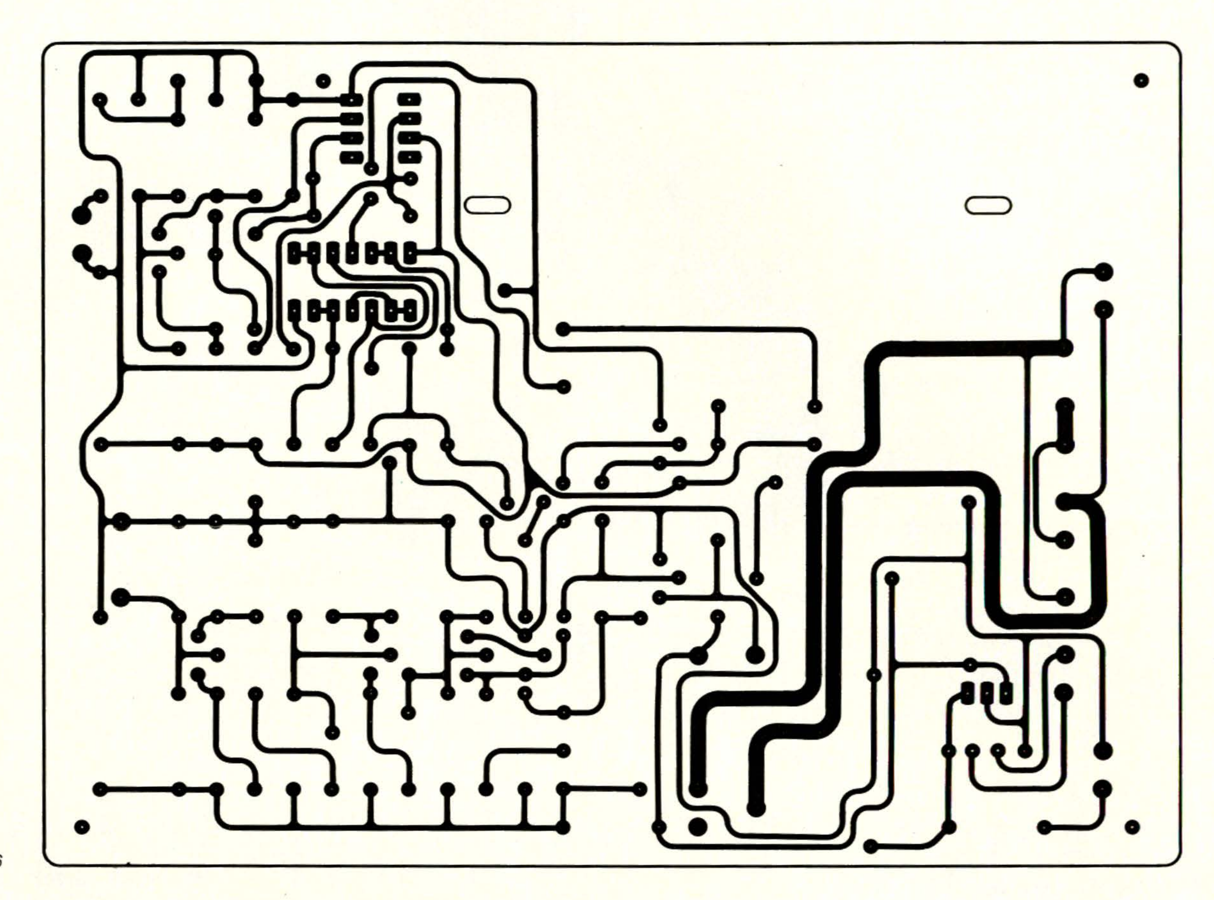


Figure 6

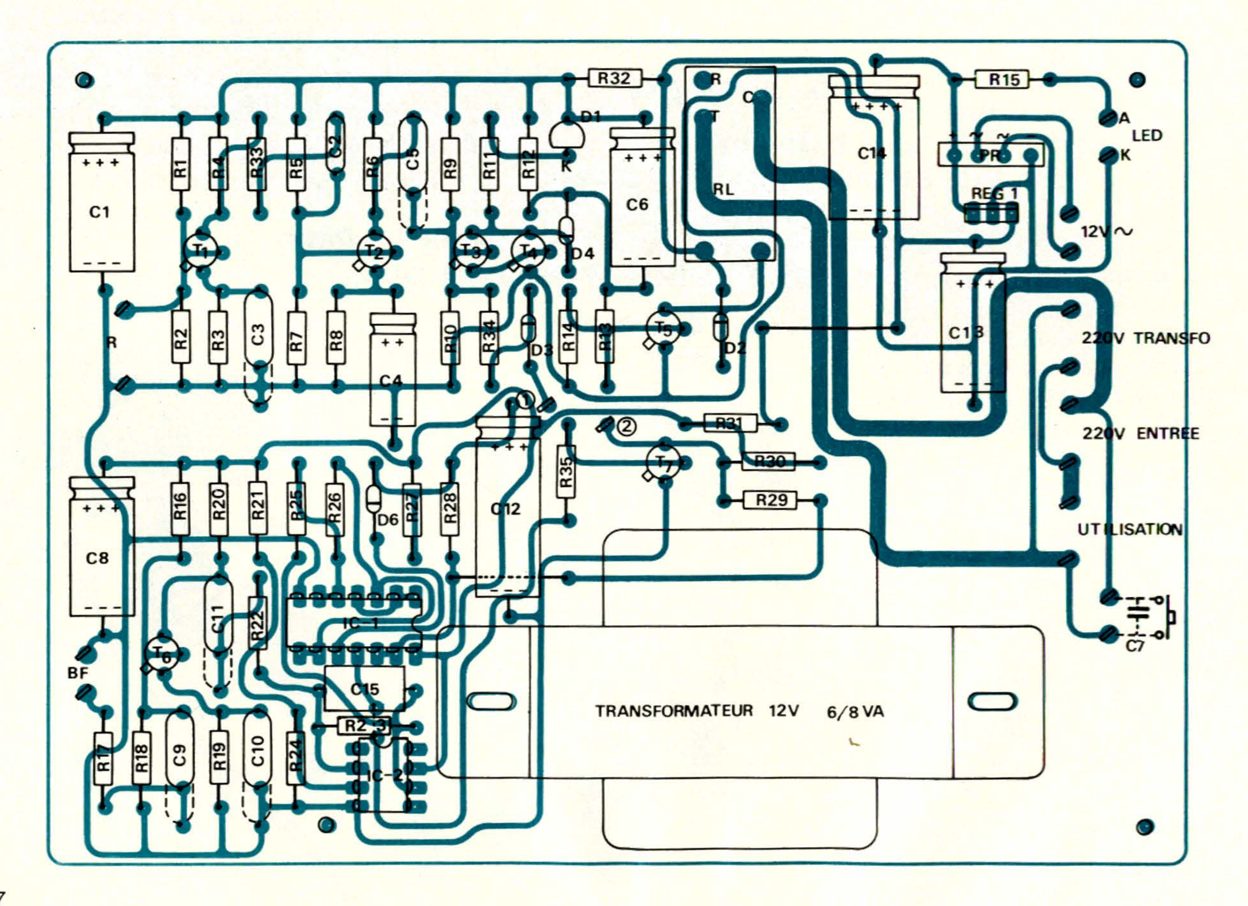


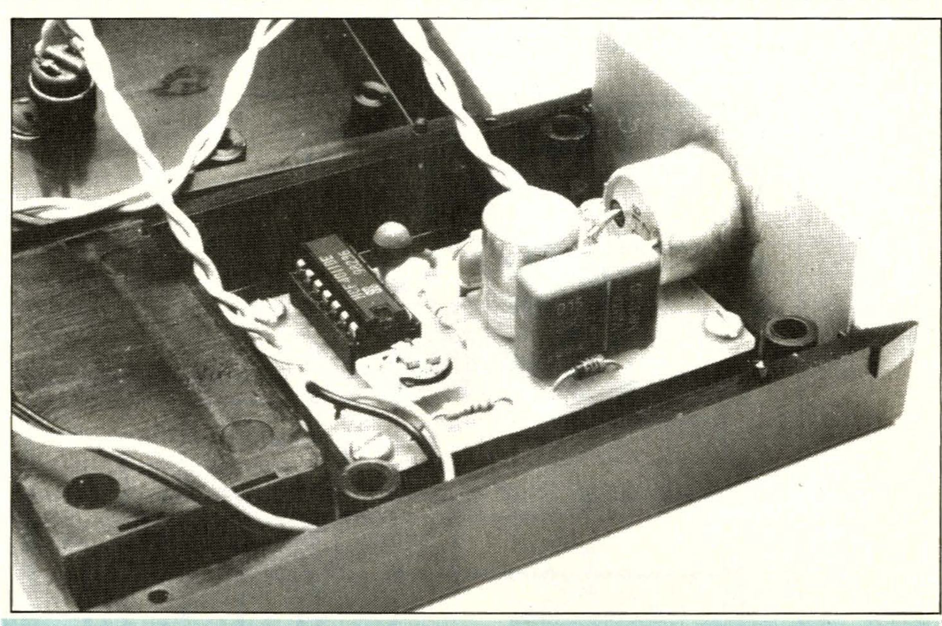
Figure 7

soir du récepteur, le relais doit coller et D_4 s'allumer. En alimentant l'émetteur, D_3 s'illumine un bref instant et le relais décolle. Si vous fermez k_1, le relais décolle également puisque sans modulation T_7 est bloqué. Il faut donc au préalable relier le récepteur de toute source musicale. (Sortie préampli par exemple).

Conclusion

Ce montage peu onéreux a de nombreuses applications : Détection de fin de disques de bandes, de casettes. On pourrait aussi lire une cassette, le préamplificateur du lecteur serait relié au détecteur de blancs ; la charge serait un tuner et ainsi la durée d'écoute serait fonction de la durée de la cassette. D'autres applications sont possibles, nous faisons confiance à l'ingéniosité de nos lecteurs pour les trouver.

Christophe BASSO



Nomenclature

Récepteur

Résistances

R_1: 270 kΩ
R_2: 56 kΩ
R_3: 10 kΩ
R_4: 3,3 kΩ
R_5: 270 kΩ
R_6: 3,3 kΩ
R_7: 56 kΩ
R_8: 1 kΩ
R_9: 470 kΩ
R_{10}: 47 kΩ
R_{11}: 330 Ω
R_{12}: 820 Ω
R_{13}: 10 kΩ
R_{14}: 4,7 kΩ
R_{15}: 680 Ω
R_{16}: 270 kΩ
R_{17}: 1 kΩ
R_{18}: 56 kΩ
R_{19}: 10 kΩ
R_{20}: 3,3 kΩ
R_{21}: 10 kΩ
R_{22}: 100 Ω
R_{23}: 470 kΩ
R_{24}: 10 kΩ
R_{25}: 1 kΩ
R_{26}: 10 kΩ
R_{27}: 22 kΩ
R_{28}: 10 kΩ
R_{29}: 470 kΩ
R_{30}: 47 kΩ
R_{31}: 330 Ω
R_{32}: 220 Ω
R_{33}: 1 kΩ
R_{34}: 10 kΩ
R_{35}: 10 kΩ

Condensateurs

C_1: 100 µF/16 V
C_2: 1 nF
C_3: 100 nF
C_4: 22 µF/16 V
C_5: 22 nF
C_6: 100 µF/16 V
C_7: 22 nF/250 V
C_8: 100 µF/16 V
C_9: 22 nF
C_{10}: 100 nF
C_{11}: 22 nF
C_{12}: 47 µF/16 V
C_{13}: 100 µF/16 V
C_{14}: 100 µF/25 V
C_{15}: 4,7 nF

Transistors

T_1: BC238
T_2: BC 238
T_3: BC 238
T_4: BC 238
T_5: 2N 1711
T_6: BC 238
T_7: BC 238

Diodes

D_1: 1N 4148
D_2: 1N 4001
D_3: LED rouge
D_4: LED rouge
D_5: 1N 4148
D_6: 1N 4148
PR : Pt diodes 1A 200 V

Circuits Intégrés

IC_1: CD 4011
IC_2: µA 741
Reg : 7812

Divers

Inter, poussoir, DIN, etc.
coffret ESM réf. : EC 18/07 FA
Récepteur ultra-sons Murata ou autre.
RL : relais OMRON G2 L-113-P.V

ÉMETTEUR

Résistances

R_1: 220 Ω
R_2: 100 kΩ
R_3: 1 kΩ
Aj_1: 47 kΩ

Diodes

D_1: 5,1 V 400mW
D_2: LED rouge

Condensateurs

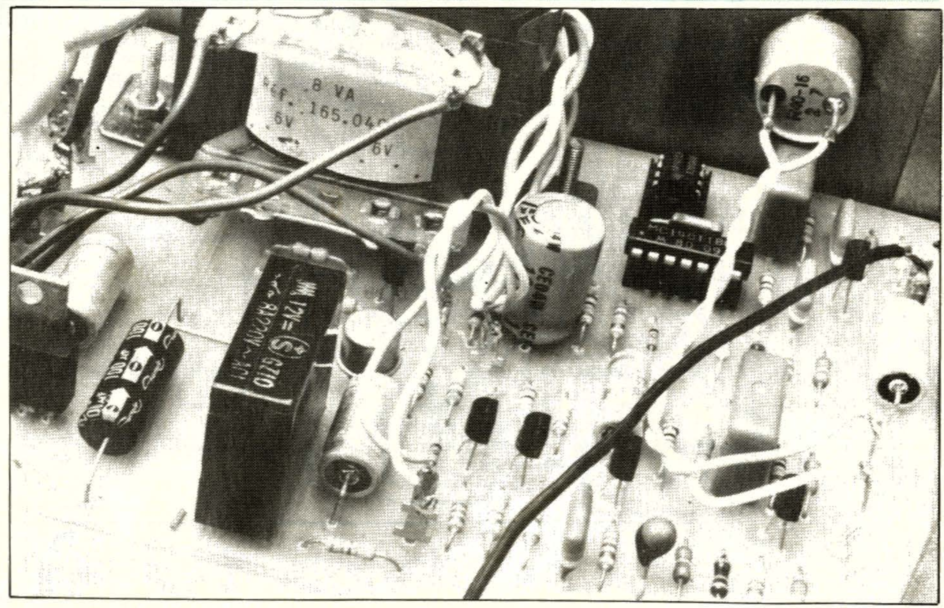
C_1: 100 µF/16 V radial
C_2: 100 nF
C_3: 1 nF
C_4: 22 nF

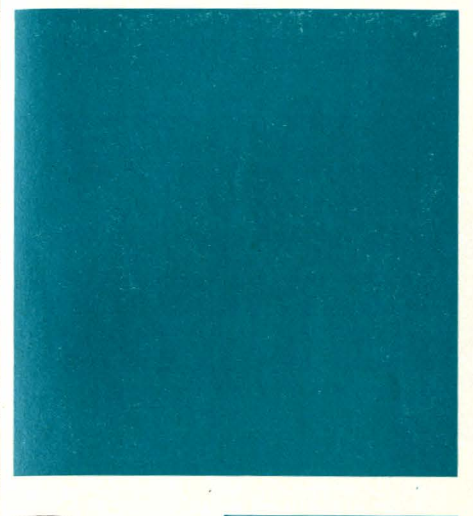
Circuits Intégrés

IC_1CD 4011

Divers

Coffret MMP 173 LPA
Bouton poussoir, émetteur ultrasons, Murata ou autre.







Des cassettes de SPECTRUM pour l'ORIC ?

Bien des obstacles semblent interdire le chargement sur un ordinateur, de cassettes destinées à une autre machine. Pourtant, il est possible (et parfois même simple !) d'entrer au clavier sur un ordinateur quelconque, des programmes BASIC de provenances diverses.

Ce n'est que lorsqu'il est question de langage machine ou d'instructions très spéciales (graphiques, sonores, accès direct en mémoire, etc.) que les choses se compliquent vraiment.

Nous allons décrire ici une méthode assez simple permettant de transférer sur un ORIC un programme présent dans la mémoire d'un SPECTRUM, méthode qui pourrait éventuellement être étendue à d'autres machines.

Naissance d'une idée

Il suffit d'écouter (même si ce n'est pas spécialement harmonieux) un échantillonnage de cassettes informatiques pour se convaincre rapidement que chaque ordinateur « parle » une langue bien à lui (les spécialistes parlant de FORMATS ou de PROTOCOLES particuliers).

On a pu également lire ici ou là que, de toute façon, chaque machine possédant une organisation mémoire bien à elle, il ne fallait même pas songer à une quelconque compatibilité. Et pourtant, la plupart des BASICS se ressemblent fort, ou possèdent au moins de très nombreux points communs...

Certains de nos lecteurs se souviennent peut-être de publicités vantant les mérites d'un lecteur de disquettes « miracle » permettant d'écrire un programme sur un SPECRUM, puis de le charger pour exécution sur un ORIC.

On a alors ciré « au fou » un peu partout, et ce matériel a vite disparu du marché. Mais peut-être ne s'agissait-il nullement d'une fumisterie ?

En Grande-Bretagne, on peut facilement se procurer un logiciel du nom de SLOWLOADER, permettant de charger sur un SPECTRUM à peu près n'importe quelle cassette de ZX 81. Pourtant, l'organisation interne des deux machines est radicalement différente et, de plus, le SPECTRUM obéit au codage ASCII, tandis que le ZX 81 emploie un code tout à fait particulier...

Toujours Outre-Manche, la très sérieuse BBC a diffusé sur a chaîne « Radio 4 » des programmes pouvant être chargés directement sur les principales machines du marché anglais : ils étaient écrits dans une version spéciale de BASIC appelée le BASICODE, et un logiciel « adaptateur » assurait le chargement sur telle tou telle machine : le succès fut considérable ! Le point commun à toutes ces tentatives est que la transmission s'opère en « mode texte » : un programme n'est en effet rien d'autre qu'un assemblage de caractères alphanumériques, qui pourrait facilement être transmis par télex.

Dans ces conditions, pourquoi ne pas charger un tel « texte » dans une zone quelconque de la mémoire d'un ordinateur, puis le soumettre à un puissant logiciel capable de corriger les instructions qui ne seraient pas conformes à la syntaxe de l'ordinateur utilisateur, et enfin le transférer pour exécution dans la **mémoire programme** de la machine ?

Éventuellement, les opérations les plus difficiles à programmer pourraient être exécutées à la main, mais même ainsi, le gain de temps demeurerait considérable par rapport à une saisie au clavier de la première à la dernière ligne.

C'est cette idée que nous avons décidé de creuser, en choisissant un ORIC 1 ou (ATMOS) comme « destinataire ».

En effet, cet ordinateur possède un éditeur sur lequel les pires critiques ont été émises, mais qui offre l'intéressante possibilité de pouvoir faire entrer en mémoire programme n'importe quelle ligne de texte présente à l'écran (grâce à la manœuvre dite CTRL A).

Cette même procédure permet également de corriger à volonté ces lignes, soit lors de ce transfert, soit plus tard, lorsqu'une erreur de syntaxe sera détectée à l'exécution, puisque l'ORIC ne vérifie pas la syntaxe avant ce moment crucial : on peut fort bien lui faire prendre en mémoire la ligne suivante :

10 BONJOUR, JE M'APPELLE ORIC

Son exécution sera cependant une toute autre affaire !

Ces faiblesses de l'éditeur de l'ORIC vont se révéler une aubaine pour l'expérience que nous allons tenter...

Passons à la pratique

Le but de la manœuvre consiste à lister sur l'écran d'un SPECTRUM un programme (ou une partie de programme) qu'il possède dans sa mémoire, puis à transmettre le « paquet » de codes ASCII ainsi formé à un ORIC, qui sera chargé de reconstituer cet écran. Pour l'instant, il ne s'agit que d'une imitation de télex sans grande originalité.

Cependant, rien ne nous empêche de « balayer » cet écran par des CTRL A, et d'entrer ainsi les lignes reçues dans la zone programme de la mémoire !

Toutes les instructions BASIC communes aux deux machines (et il y en a beaucoup !) passeront « comme une lettre à la poste », alors que celles qui poseraient des problèmes pourront facilement être corrigées manuellement.

Par exemple, il faudra remplacer par des capitales toutes les minuscules que le SPECTRUM accepte, contrairement à l'ORIC, dans un nom de variable.

En fait, les programmes les plus simples ne réclament souvent aucune correction et peuvent être directement exécutés ! Reste à établir la liaison entre les deux machines :

On pourrait utiliser des interfaces RS 232 C (transmission en série), voire même des modems et une ligne téléphonique, ou tenter de rendre compatibles les signaux BF transitant par les prises cassette en réécrivant les routines machine SAVE du SPECTRUM et CLOAD de l'ORIC.

Il est cependant beaucoup plus simple, et plus rapide, de recourir à une transmission en parallèle, si les machines se trouvent en un même lieu (notamment sur une même table).

Pour ce faire, il suffit de réunir par un câble en nappe des cartes d'entrée-sortie montées sur les deux machines, couramment utilisées pour relier toutes sortes de dispositifs externes aux ordinateurs domestiques.

Nous utiliserons ici une carte 8ES pour le SPECTRUM et une carte ORES pour l'ORIC, accessoires très répandus chez les possesseurs de ces machines.

Il faudra prévoir environ un mètre (ou moins) de câble en nappe à onze conducteurs, dont l'attribution sera la suivante :

— un fil de masse ;
— huit fils reliant les huit sorties de la 8ES du SPECTRUM aux huit entrées **correspondantes** de l'ORES de l'ORIC ;

— un second fil de masse ;
— un fil reliant une sortie de

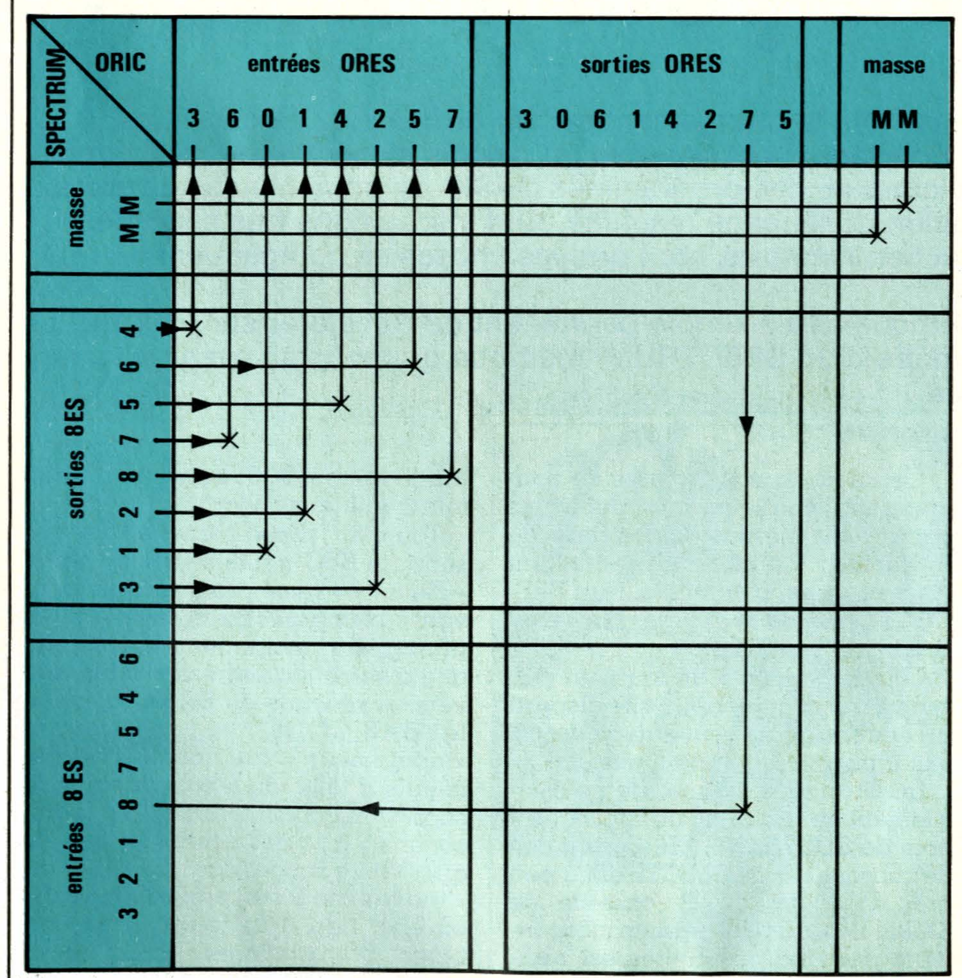


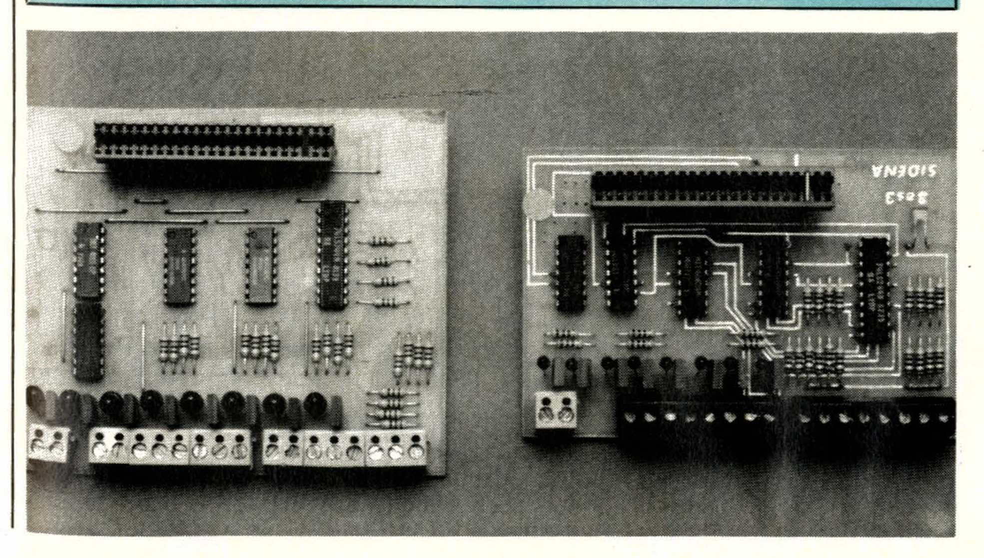
Figure 1 - Interconnexion des cartes d'interface de l'ORIC et du SPECTRUM. (Les bornes sont disposées en accord avec leur implantation réelle sur les cartes.)

```
10010 POKE 785,255 : CLS
10020 PRINT:PRINT"Faire GOTO 9920 sur le SPECTRUM"
10030 PRINT:PRINT"Puis Presser RETURN sur l'ORIC"
10040 GET A$ : CLS
10050 FOR L=0 TO 21
10060 FOR C=0 TO 31
10070 POKE 785,127
10080 PRINT  CHR$(PEEK(785));
10090 POKE 785,255
10100 WAIT 1
10110 NEXT C
10120 PRINT
10130 NEXT L
10140 REM COPYRIGHT 1984 P.GUEULLE
```

Figure 2 - Le logiciel pour l'ORIC.

```
9920 FOR l=0 TO 21
9930 FOR c=0 TO 31
9940 IF IN 63>=128 THEN GO TO 99
40
9950 LET k=CODE SCREEN$ (l,c)
9960 OUT 63,255-k
9970 IF IN 63<128 THEN GO TO 997
0
9980 NEXT c
9990 NEXT l
9999 REM copyright   1984
```

Figure 3 - Le logiciel pour le SPECTRUM... listé par l'ORIC après son transfert : l'ORIC ne refuse nullement les programmes non conformes à sa syntaxe, mais ne peut évidemment les exécuter.



l'ORES de l'ORIC à l'entrée correspondante de la 8ES du SPECTRUM (signal dit de « poignée de main », permettant aux deux ordinateurs de se synchroniser). Nous avons choisi arbitrairement à ce niveau l'entrée et la sortie de poids fort (N° 8).

La **figure 1** regroupe ces données essentielles sous la forme d'un tableau à double entrée, dont chaque case symbolise une connexion possible, établie ou non.

Il est essentiel d'éviter le moindre croisement de fils, car les caractères reçus s'en trouveraient fort affectés !

Les logiciels de transfert

Pour que tout se passe avec ordre, il faut que l'une des machines impose son rythme à l'autre. Nous avons choisi d'assigner à l'ORIC le rôle de « maître », et au SPECTRUM celui d'« esclave », car l'impression d'un caractère sur l'écran est plus longue que la collecte d'un caractère dans le fichier d'affichage.

Néanmoins, le choix inverse aurait pu être fait, à condition que le « handshaking » fonctionne à la perfection.

La **figure 2** montre que le premier soin de l'ORIC, lorsqu'il commence l'exécution de son programme de « réception », est de faire passer toutes les sorties de la carte ORES à zéro.

Rappelons qu'il s'agit de sorties en « logique négative », dont les transistors sont saturés lorsque les voyants sont allumés, c'est-à-dire lorsque le bus de l'ordinateur véhicule des 1 : il y a donc INVERSION logique ou COMPLÉMENTATION.

Lorsque le SPECTRUM sera lancé, APRÈS L'ORIC, sur le logiciel de la **figure 3**, il bouclera sur la ligne 9940 en attendant que l'ORIC lui signale qu'il est prêt à recevoir un caractère.

Ce signal sera donné dès que l'opérateur aura pressé la touche RETURN de l'ORIC, lors de l'exécution de la ligne 10070 : le SPECTRUM quittera alors sa boucle, pour transmettre un caractère. Il ne cherchera pas à passer au suivant (ligne 9980) tant que l'ORIC ne lui aura pas indiqué, par la ligne 10090, qu'il a terminé l'impression du précédent.

Tout recommence alors, caractère après caractère, et ligne après ligne.

Il se trouve que l'écran de l'ORIC est plus grand (27 lignes de 39 caractères) que celui du SPECTRUM (22 lignes de 32 caractères). Ainsi, il restera suffisamment de place en bas pour que le passage « Ready » puisse apparaître sans perturber les lignes reçues.

Dès ce moment, on peut faire entrer en mémoire programme les lignes présentes à l'écran, en les « balayant » ENTIÈREMENT avec le curseur, déplacé au moyen des flèches **verticales** et de CTRL A.

La répétition automatique offerte par le clavier de l'ORIC rend cette opération fort rapide, en fait presque aussi rapide que la transmission proprement dite.

Une fois toutes les lignes de l'écran exploitées, on peut passer à la suite du programme en faisant, DANS L'ORDRE :

— SUR L'ORIC : GOTO 10010 (un RUN lancerait... le programme que l'on a déjà reçu !) ;

— SUR LE SPECTRUM : LIST précisant la ligne **suivant** la dernière à avoir été transmise (attention, était-elle entière ?) ;

— SUR LE SPECTRUM : N pour refuser le SCROLL proposé ;

— SUR LE SPECTRUM : GOTO 9920 et ENTER ;

— SUR L'ORIC : RETURN.

Des programmes fort longs peuvent ainsi être transférés par blocs, à condition de bien veiller à leur raccordement : il n'est pas garanti que le listage du SPECTRUM s'arrête à la fin d'une ligne lorsque l'écran est plein !

Les numéros des lignes de nos deux logiciels ont été choisis élevés, afin d'éviter autant que possible les interférences avec le programme transféré. En cas de problème, la renumérotation nécessaire ne serait que de peu d'ampleur.

La très commode fonction MERGE du SPECTRUM permet de charger à la suite l'un de l'autre à partir de cassettes distinctes le logiciel de la **figure 3** ET le programme à transférer, sans ordre préférentiel.

Quant à l'ORIC, le seul chargement à prévoir est celui du logiciel de la **figure 2**, qui pourra être détruit ligne à ligne lorsque son rôle sera achevé (mais rien n'empêche de le laisser là, quitte à le séparer du programme reçu par un simple STOP).

Les adaptations manuelles

Il est des programmes qui « tourneront » sur lORIC dès qu'ils auront été transférés à partir du SPECTRUM.

Toutefois, il est plus probable que certaines lignes auront à être modifiées ou même réécrites entièrement.

Le temps gagné reste cependant très important par rapport à une frappe intégrale.

Le point le plus gênant est que le SPECTRUM accepte les lettres minuscules sans la moindre restriction, ce qui n'est certes pas le cas de l'ORIC.

Si ce problème se révélait par trop sérieux, on pourrait éviter la correction manuelle systématique en ajoutant une ligne au logiciel de la **figure 2**, qui détecterait les codes ASCII correspondant à des minuscules (97 à 122), et leur soustrairait 32 pour en faire des capitales : déjà une forme de « traduction » automatique.

Le même principe pourrait servir à transcoder en ASCII des listings émanant d'un ZX 81 au lieu d'un SPECTRUM...

Les parenthèses sont aussi une source de problèmes : l'ORIC en est friand alors que le SPECTRUM s'en passe volontiers, sans pour autant les refuser !

Si l'on doit donc écrire un programme SPECTRUM avec l'arrière-pensée de l'adapter à l'ORIC, on aura intérêt à prévoir, par exemple : CHR$ (32) au lieu de CHR$ 32.

Viennent enfin les instructions qui diffèrent d'une machine à l'autre : si l'on évite les programmes faisant par trop largement appel aux graphiques et au son, il sera relativement facile de remplacer les INKEY$ par des KEY$ ou des GET (en adaptant si nécessaire les codes des touches dites de contrôle), les PRINT AT par des PLOT, les PAUSE par des WAIT (en adaptatant les durées), etc.

L'avantage du transfert dans le sens SPECTRUM vers ORIC est que ce dernier ordinateur est plus tolérant dans le libellé de certaines instructions : il accepte NEXT tout court, un numéro de ligne après THEN sans GOTO, A = 5 au lieu de LET A = 5, mais il ne refusera nullement la forme « enrichie » de ces instructions, obligatoire avec le SPECTRUM.

On découvrira avec émerveillement que les symboles « supérieur ou égal » ou « inférieur ou égal », obtenus avec une touche sur le SPECTRUM mais à l'aide de deux touches sur l'ORIC « passent » sans la moindre difficulté : quelle belle chose, que ce « mode texte »...

Seuls quelques signes particuliers tels que la £ ou le copyright risquent de souffrir quelque peu, mais leur usage reste très exceptionnel.

Conclusion

Ce procédé, tout à fait expérimental en ce qui nous concerne, peut déjà déboucher sur des applications pratiques : la mise en commun provisoire, par des amateurs, de machines de marques différentes en vue d'échanges de programmes normalement spécifiques.

Nous espérons cependant avoir réussi à prouver, avec cette démonstration dans un cas simple, qu'à l'aide de logiciels appropriés, il ne doit pas être impossible de « traduire » en un temps assez court, des logiciels devant pourvoir « tourner » sur des machines très différentes, réputées incompatibles. Peut-être découvrons-nous là l'un des aspects de l'informatique « grand public » de demain ?

Patrick Gueulle

Infos

afpa, Centre de formation professionnelle des adultes, stages 85

Comme chaque année, l'**afpa** organise à Pont de Claix près de Grenoble des stages d'entretien et de perfectionnement des connaissances en automatique, électronique, programmation et micro-informatique.

Pour un même stage, les sessions sont classées par ordre de difficulté croissante

En fonction de leur niveau, les candidats peuvent s'inscrire à une ou plusieurs sessions. Il est souhaitable que leurs connaissances soient au moins équivalentes à celles définies par le programme des connaissances nécessaires pour suivre la session.

Ces stages répondent à des besoins d'actualisation des connaissances et ne sont sanctionnés par aucun diplôme.

RENSEIGNEMENTS GÉNÉRAUX

Les sessions sont organisées pour 16 stagiaires et sont conduites et animées par des équipes d'ingénieurs et de techniciens.

Une documentation est distribuée à chaque stagiaire.

POUR VOUS INSCRIRE

Il vous suffit de remplir la fiche de renseignements et d'inscription de la session que vous avez choisie et qui se trouve à la fin du programme du stage.

Cette fiche doit nous être adréssée sous couvert de votre chef de service si vous êtes envoyé par votre employeur. Elle doit nous parvenir dans les meilleurs délais.

Notre capacité d'accueil étant limitée, nous ne retiendrons que les 16 premières inscriptions.

Vous serez aussitôt informé de l'acceptation ou du rejet de votre candidature soit par votre employeur, soit par nos soins, si vous êtes candidat libre.

Pour tous renseignements vous adresser :

Centre de Formation
Professionnelle des Adultes
Complexe Électricité,
38, av. Victor-Hugo
38800 - Le Pont-de-Claix
Tél. : (76)98.00.09

Ci-après le calendrier des stages.

ERRATA

A propos de l'AC DISCO

Dans le numéro 441 du mois d'Août à la page 29, à la 14e ligne de la colonne de droite, on doit lire « Le plateau central étant tributaire de C_1 et R_2 » et non C_1 et C_2.

Dans le numéro 442 (septembre) une inversion a été commise à la figure 11 entre les indications «sortie» et «0V», la sortie s'effectue sur R_{19}.

A propos de l'article

Un réseau local pour vos ordinateurs (N° 442 sept)

Nos lecteurs voudront bien nous excuser d'une inversion entre deux programmes présentant certaines similitudes. Ces programmes sont ceux présentés aux figures 13 et 20.

CALENDRIER DES STAGES

RÉFÉRENCE		INTITULÉ DES STAGES	DATES DES STAGES	COÛT DU STAGE
		ÉLECTRONIQUE GÉNÉRALE		
E	E.10	Lois de l'électricité - Les mesures en électronique - Utilisation de l'oscilloscope	du 21/01/85 au 25/01/85	2 650 F HT
	E.11	Utilisation des résistances, des condensateurs et des selfs - La diode et ses appl. - La diode Zéner	du 18/02/85 au 22/02/85	2 650 F HT
	E.12	L'amplification à transistor (montages de base)	du 18/03/85 au 22/03/85	2 650 F HT
	E.13	U.J.T.-F.E.T. - Thyristors	du 22/04/85 au 26/04/85	2 650 F HT
	E.20	Rappels sur l'amplification à transistors - Montages particuliers	du 23/09/85 au 27/09/85	2 650 F HT
	E.21	Amplificateur opérationnel et ses applications	du 21/10/85 au 25/10/85	2 650 F HT
	E.22	Commutation - Générateurs de signaux	du 18/11/85 au 22/11/85	2 650 F HT
	E.23	Les alimentations	du16/12/85 au 20/12/85	2 650 F HT
		MICROINFORMATIQUE		
J	J.1	Circuits intégrés de la microinformatique - Microprogrammation	du 14/01/85 au 18/01/85	3 650 F HT
	J.2	Étude et programmation d'un microprocesseur 8 bits	du 18/02/85 au 22/02/85	3 650 F HT
	J.3	Les interfaces des microprocesseurs (Microprocesseur 6502)	du 22/04/85 au 26/04/85	3 650 F HT
	J.4	Microinformatique industrielle	du 20/05/85 au 24/05/85	3 650 F HT
	J.5	Les microprocesseurs 16 bits	du 24/06/85 au 28/06/85	3 650 F HT
		FONCTIONS LOGIQUES ET AUTOMATES		
L	L.10	Les fonctions logiques combinatoires	du 28/01/85 au 01/02/85	2 650 F HT
	L.11	Les fonctions logiques séquentielles synchrones	du 25/02/85 au 01/03/85	2 650 F HT
	L.12	Les automates programmables (1re partie)	du 15/04/85 au 19/04/85	2 650 F HT
	L.13	Les automates programmables (2e Partie)	du 10/06/85 au 14/06/85	2 650 F HT
		LA LOGIQUE ET SA MAINTENANCE		
M	M.10	Étude et maintenance en Logique Combinatoire - Optoélectronique - Convertisseur A/N et N/A	du 20/05/85 au 24/05/85	2 800 F HT
	M.11	Étude et maintenance des circuits - Logique séquentielle	du 24/06/85 au 28/06/85	2 800 F HT
	M.12	Aide à la maintenance des systèmes à microprocesseurs	du 07/10/85 au 11/10/85	2 800 F HT
O	0.1	INITIATION A L'UTILISATION D'UN SYSTÈME MICROINFORMATIQUE	les 14 - 21 - 28 janv. 85 les 11 - 18 - 25 mars 85	2 000 F HT 2 000 F HT
		LOGICIEL EN MICROINFORMATIQUE		
PR	PR.1	Le développement logiciel pour processus industriel	du 18/03/85 au 22/03/85	3 650 F HT
	PR.2	L'instrumentation programmable : Norme IEEE 488	du 03/06/85 au 07/06/85	5 000 F HT